

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 745 137**

51 Int. Cl.:

**H04L 1/00** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **23.01.2002 PCT/US2002/02143**

87 Fecha y número de publicación internacional: **08.08.2002 WO02062002**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.01.2002 E 02717372 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.06.2019 EP 1374466**

54 Título: **Esquema de codificación para un sistema de comunicación inalámbrica**

30 Prioridad:

**01.02.2001 US 776073**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**27.02.2020**

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)  
5775 Morehouse Drive  
San Diego, CA 92121-1714, US**

72 Inventor/es:

**LING, FUYUN;  
SINDHUSHAYANA, NAGABHUSHANA, T.;  
WALTON, JAY, R.;  
WALLACE, MARK y  
FERNANDEZ, IVAN**

74 Agente/Representante:

**FORTEA LAGUNA, Juan José**

**ES 2 745 137 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Esquema de codificación para un sistema de comunicación inalámbrica

## 5 ANTECEDENTES

## I. Campo

10 [0001] La presente invención se refiere a la comunicación de datos. Más en particular, la presente invención se refiere a un esquema de codificación novedoso, flexible y eficaz para codificar datos para transmisión en múltiples canales de transmisión con diferentes capacidades de transmisión.

## II. Descripción de la técnica relacionada

15 [0002] Los sistemas de comunicación inalámbrica están ampliamente desplegados para proporcionar diversos tipos de comunicación, tales como voz, datos, y así sucesivamente. Estos sistemas pueden estar basados en el acceso múltiple por división de código (CDMA), acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), acceso múltiple por división ortogonal de frecuencia (FDMA) u otras técnicas de modulación. Los sistemas OFDM pueden proporcionar alto rendimiento para algunos entornos de canal.

20 [0003] En un sistema OFDM, la banda de frecuencia de funcionamiento se divide eficazmente en un número de "subcanales de frecuencia", o períodos de frecuencia. Cada subcanal está asociado con una subportadora respectiva en la cual se modulan datos, y se puede considerar un "canal de transmisión" independiente. Típicamente, los datos que se van a transmitir (es decir, los bits de información) se codifican con un esquema de codificación particular para generar bits codificados. Para un esquema de modulación de orden alto (p. ej., QPSK, QAM, y así sucesivamente), los bits codificados se agrupan en símbolos no binarios que a continuación se usan para modular las subportadoras.

25 [0004] Los subcanales de frecuencia de un sistema OFDM pueden experimentar diferentes condiciones de canal (por ejemplo, diferentes efectos de desvanecimiento y de multitrayecto) y pueden lograr diferentes relaciones señal-ruido más interferencia (SNR). En consecuencia, el número de bits de información por símbolo de modulación (es decir, la velocidad de bits de información) que se puede transmitir en cada subcanal para un nivel particular de rendimiento puede ser diferente de un subcanal a otro. Además, las condiciones de enlace varían típicamente con el tiempo. Como resultado, las velocidades de bits admitidas para los subcanales también varían con el tiempo.

30 [0005] Las diferentes capacidades de transmisión de los subcanales de frecuencia más la naturaleza variable con el tiempo de las capacidades hacen que resulte complejo proporcionar un esquema de codificación efectivo capaz de codificar el número admitido de bits de información/símbolo de modulación para proporcionar los bits codificados requeridos para los subcanales.

35 [0006] En consecuencia, es altamente deseable un esquema de codificación de alto rendimiento, eficaz y flexible que se pueda usar para codificar datos para transmisión en múltiples subcanales con diferentes capacidades de transmisión.

40 [0007] La patente de EE. UU. n.º 5.197.061 divulga un dispositivo para la transmisión de datos digitales con al menos dos niveles de protección y un dispositivo de recepción correspondiente. El documento "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high-quality multimedia communication systems [Sistema de modulación adaptativa con código concatenado de velocidad de codificación variable para sistemas de comunicación multimedia de alta calidad]", de Matsuoka *et al.*, divulga un sistema de modulación adaptativa con un código concatenado (AMS-CC) para comunicaciones terrestres para lograr transmisiones de alta calidad y alta velocidad de bits en entornos con desvanecimiento de Rayleigh. La publicación de solicitud de patente internacional n.º WO00/27085 divulga una transmisión de bits fraccionarios usando constelaciones multiplexadas.

## SUMARIO

55 [0008] La presente invención se refiere a un procedimiento para preparar datos para transmisión en una pluralidad de canales de transmisión en un sistema de comunicación inalámbrica y un sistema de comunicación inalámbrica operativo para transmitir datos en una pluralidad de canales de transmisión, como se define en las reivindicaciones adjuntas.

60 [0009] Diversos aspectos de la presente invención proporcionan técnicas de codificación eficientes y efectivas para un sistema de comunicación capaz de transmitir datos en un número de "canales de transmisión" a diferentes velocidades de bits de información en base a la SNR lograda por los canales. Se puede usar un número de esquemas de codificación/perforación para generar los bits codificados requeridos (es decir, los bits de información, cola y paridad, si se usa un código turbo). En un primer esquema de codificación/perforación, se usa un código base particular y una perforación común para todos los canales de transmisión (por ejemplo, todos los subcanales de frecuencia en un sistema OFDM o subcanales espaciales de todos los subcanales de frecuencia en un sistema OFDM

con antenas de múltiples entradas/múltiples salidas (MIMO), como se describe a continuación). En un segundo esquema de codificación/perforación, se usa el mismo código base pero se usa una perforación variable para los canales de transmisión. La perforación variable se puede usar para proporcionar diferentes velocidades de codificación para los canales de transmisión. La velocidad de codificación para cada canal de transmisión es dependiente de la velocidad de bits de información y del esquema de modulación seleccionado para el canal.

**[0010]** Un modo de realización de la invención proporciona un procedimiento para preparar datos para transmisión en un número de canales de transmisión en un sistema de comunicación, por ejemplo, un sistema de modulación por división ortogonal de frecuencia (OFDM). Cada canal de transmisión es operativo para transmitir una secuencia respectiva de símbolos de modulación. De acuerdo con el procedimiento, se determina el número de bits de información por símbolo de modulación admitido por cada canal de transmisión (por ejemplo, en base a la SNR del canal). A continuación, se identifica un esquema de modulación para cada canal de transmisión de modo que se admite el número determinado de bits de información por símbolo de modulación. En base al número admitido de bits de información por símbolo de modulación y el esquema de modulación identificado, se determina la velocidad de codificación para cada canal de transmisión. Al menos dos canales de transmisión están asociados con diferentes velocidades de codificación debido a diferentes capacidades de transmisión.

**[0011]** Después de esto, se codifica un número de bits de información de acuerdo con un esquema de codificación particular para proporcionar un número de bits codificados. Si se usa un código turbo, se genera un número de bits de cola y de paridad para los bits de información (los bits codificados incluyen los bits de información, bits de cola y bits de paridad). Los bits codificados se pueden intercalar de acuerdo con un esquema de intercalación particular. Para facilitar la implementación, la intercalación se puede realizar antes de la perforación. Los bits codificados (p. ej., los bits de cola y paridad, si se usa un código turbo) se perforan a continuación de acuerdo con un esquema de perforación particular para proporcionar un número de bits codificados no perforados para los canales de transmisión. La perforación se ajusta para lograr diferentes velocidades de codificación que los canales de transmisión necesitan. Como alternativa, la perforación también se puede realizar antes de la intercalación.

**[0012]** A continuación, se forman símbolos no binarios para los canales de transmisión. Cada símbolo no binario incluye un grupo de bits codificados intercalados y no perforados y se correlaciona con un símbolo de modulación respectivo. El número específico de bits codificados de cada símbolo no binario es dependiente del esquema de modulación del canal. Para un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) capaz de transmitir en un número de subcanales espaciales para cada subcanal de frecuencia, los símbolos de modulación para cada subcanal de frecuencia se pueden precondicionar antes de la transmisión, como se describe a continuación.

**[0013]** La invención proporciona procedimientos y elementos de sistema que implementan diversos aspectos, modos de realización y características de la invención, como se describe con mayor detalle a continuación.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

**[0014]** Las características, la naturaleza y las ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se consideren junto con los dibujos, en los que los caracteres de referencia similares realizan identificaciones correspondientes similares en la totalidad de la misma, y en los que:

la FIG. 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) capaz de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención;

la FIG. 2 es un diagrama que ilustra gráficamente una transmisión OFDM desde una de  $N_T$  antenas de transmisión en el sistema MIMO;

las FIGS. 3A y 3B son diagramas de un codificador convolucional concatenado paralelo;

la FIG. 3C es un diagrama de un modo de realización de un perforador y multiplexador, que se puede usar para proporcionar perforación variable de bits codificados;

Las FIGS. 4A y 4B son diagramas de flujo de dos esquemas de codificación/perforación para generar los bits codificados requeridos para una transmisión de datos, que utilizan un código base particular pero esquemas de perforación comunes y variables, respectivamente;

la FIG. 5 es un diagrama de una constelación de señal para 16-QAM y un esquema de correlación de Gray específico;

la FIG. 6 ilustra un diagrama de bloques de un modo de realización de un procesador MIMO;

la FIG. 7 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema capaz de proporcionar un procesamiento diferente para diferentes transmisiones; y

la FIG. 8 es un diagrama de bloques de un modo de realización de la parte de descodificación de un sistema de recepción.

## DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LOS MODOS DE REALIZACIÓN ESPECÍFICOS

**[0015]** La FIG. 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) 100 capaz de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención. El sistema de comunicación 100 se puede diseñar para implementar los esquemas de codificación descritos en el presente documento. El sistema 100 puede funcionar además para emplear una combinación de diversidad de antena, frecuencia y tiempo para incrementar la eficacia espectral, mejorar el rendimiento y potenciar la flexibilidad. La eficacia espectral incrementada se caracteriza por la capacidad de transmitir más bits por segundo por hercio (b/s/Hz), cuando y donde sea posible, para utilizar mejor el ancho de banda de sistema disponible. El rendimiento mejorado se puede cuantificar, por ejemplo, en una menor tasa de errores en bits (BER) o una menor tasa de errores en tramas (FER) para una relación señal-ruido más interferencia (SNR) de enlace dada. Y la flexibilidad mejorada se caracteriza por la capacidad de adaptarse a múltiples usuarios que tienen requisitos distintos y típicamente dispares. Estos objetivos se pueden lograr, en parte, empleando un esquema de codificación de alto rendimiento y eficaz, modulación multiportadora, multiplexación por división de tiempo (TDM), múltiples antenas de transmisión y/o recepción, otras técnicas o una combinación de los mismos. Las características, aspectos y ventajas de la invención se describen con mayor detalle a continuación.

**[0016]** Como se muestra en la FIG. 1, el sistema de comunicación 100 incluye un primer sistema 110 en comunicación con un segundo sistema 150. Dentro del sistema 110, una fuente de datos 112 proporciona datos (es decir, bits de información) a un codificador 114 que codifica los datos de acuerdo con un esquema de codificación particular. La codificación incrementa la fiabilidad de la transmisión de datos. Los bits codificados se proporcionan a continuación a un intercalador de canal 116 y se intercalan (es decir, se reordenan) de acuerdo con un esquema de intercalación particular. La intercalación proporciona diversidad de tiempo y frecuencia para los bits codificados, permite que los datos se transmitan en base a una SNR media para los subcanales usados para la transmisión de datos, hace frente al desvanecimiento y retira además la correlación entre los bits codificados usados para formar cada símbolo de modulación, como se describe a continuación. A continuación, los bits intercalados se perforan (es decir, se eliminan) para proporcionar el número requerido de bits codificados. La codificación, la intercalación de canales y la perforación se describen con mayor detalle a continuación. Los bits codificados no perforados se proporcionan a continuación a un elemento de correlación de símbolo 118.

**[0017]** En un sistema OFDM, la banda de frecuencia de funcionamiento se divide eficazmente en un número de "subcanales de frecuencia" (es decir, periodos de frecuencia). En cada "ranura temporal" (es decir, un intervalo de tiempo particular que puede ser dependiente del ancho de banda del subcanal de frecuencia), se puede transmitir un "símbolo de modulación" en cada subcanal de frecuencia. Como se describe con mayor detalle a continuación, el sistema OFDM puede funcionar en un modo MIMO en el que se usan múltiples ( $N_T$ ) antenas de transmisión y múltiples ( $N_R$ ) antenas de recepción para una transmisión de datos. El canal MIMO se puede descomponer en  $N_C$  canales independientes, siendo  $N_C \leq N_T$  y  $N_C \leq N_R$ . Cada uno de los  $N_C$  canales independientes también se denomina "subcanal espacial" del canal MIMO, que corresponde a una dimensión. En el modo MIMO, se logra una dimensionalidad incrementada y se pueden transmitir  $N_C$  símbolos de modulación en  $N_C$  subcanales espaciales de cada subcanal de frecuencia en cada ranura temporal. En un sistema OFDM que no funciona en el modo MIMO, solo hay un subcanal espacial. Cada subcanal de frecuencia/subcanal espacial también se puede denominar "canal de transmisión". El modo MIMO y el subcanal espacial se describen con mayor detalle a continuación.

**[0018]** El número de bits de información que se pueden transmitir para cada símbolo de modulación para un nivel particular de rendimiento es dependiente de la SNR del canal de transmisión. Para cada canal de transmisión, un elemento de correlación de símbolo 118 agrupa un conjunto de bits codificados no perforados para formar un símbolo no binario para ese canal de transmisión. El símbolo no binario se correlaciona a continuación con un símbolo de modulación, que representa un punto en una constelación de señal correspondiente al esquema de modulación seleccionado para el canal de transmisión. La agrupación de bits y la correlación de símbolo se realizan para todos los canales de transmisión, y para cada ranura temporal usada para transmisión de datos. Los símbolos de modulación para todos los canales de transmisión se proporcionan a continuación a un procesador MIMO 120.

**[0019]** Dependiendo de la diversidad "espacial" particular que se implementa (si la hubiera), el procesador MIMO 120 puede desmultiplexar, precondicionar y combinar los símbolos de modulación recibidos. El procesamiento MIMO se describe con mayor detalle a continuación. Para cada antena de transmisión, el procesador MIMO 120 proporciona una corriente de vectores de símbolos de modulación, con un vector para cada ranura temporal. Cada vector de símbolos de modulación incluye los símbolos de modulación para todos los subcanales de frecuencia para una ranura temporal dada. Cada corriente de vectores de símbolos de modulación se recibe y modula mediante un modulador respectivo (MOD) 122, y se transmite por medio de una antena asociada 124.

**[0020]** En el modo de realización mostrado en la FIG. 1, el sistema de recepción 150 incluye un número de antenas de recepción 152 que reciben las señales transmitidas y proporcionan las señales recibidas a unos respectivos desmoduladores (DEMODO) 154. Cada desmodulador 154 realiza un procesamiento complementario al realizado en el

modulador 122. Los símbolos desmodulados de todos los desmoduladores 154 se proporcionan a un procesador MIMO 156 y se procesan de manera complementaria a la realizada en el procesador MIMO 120. Los símbolos recibidos para los canales de transmisión se proporcionan a continuación a una unidad de cálculo de bits 158 que realiza un procesamiento complementario al realizado por el elemento de correlación de símbolo 118 y proporciona valores indicativos de los bits recibidos. A continuación un desperforador 159 inserta borrados (por ejemplo, indicativos de valor cero) para bits codificados perforados en el sistema 110. Los valores desperforados se desintercalan a continuación mediante un desintercalador de canal 160 y se descodifican aún más mediante un descodificador 162 para generar bits descodificados, que a continuación se proporcionan a un sumidero de datos 164. La desintercalación, la desperforación y la descodificación de canal son complementarias a la intercalación, perforación y codificación del canal realizadas en el transmisor.

**[0021]** La FIG. 2 es un diagrama que ilustra gráficamente una transmisión OFDM desde una de  $N_T$  antenas de transmisión en un sistema MIMO. En la FIG. 2, el eje horizontal representa el tiempo y el eje vertical representa la frecuencia. En este ejemplo específico, el canal de transmisión incluye 16 subcanales de frecuencia y se usa para transmitir una secuencia de símbolos OFDM, cubriendo cada símbolo OFDM los 16 subcanales de frecuencia. También se ilustra una estructura de multiplexación por división de tiempo (TDM) en la que la transmisión de datos se divide en ranuras temporales, teniendo cada ranura temporal una duración particular. Para el ejemplo mostrado en la FIG. 2, la ranura temporal es igual a la longitud de un símbolo de modulación.

**[0022]** Los subcanales de frecuencia disponibles se pueden usar para transmitir señalización, voz, paquetes de datos, y así sucesivamente. En el ejemplo específico mostrado en la FIG. 2, el símbolo de modulación en la ranura temporal 1 corresponde a datos piloto, que se pueden transmitir periódicamente para ayudar a las unidades receptoras a sincronizar y realizar la estimación de canal. También se pueden usar otras técnicas para distribuir datos piloto a lo largo del tiempo y la frecuencia. La transmisión del símbolo de modulación piloto se produce típicamente a una velocidad particular, que se selecciona habitualmente para que sea lo bastante rápida para permitir el seguimiento preciso de variaciones en el enlace de comunicación.

**[0023]** Las ranuras temporales no usadas para transmisiones piloto se pueden usar para transmitir diversos tipos de datos. Por ejemplo, los subcanales de frecuencia 1 y 2 se pueden reservar para la transmisión de datos de control y radiodifusión a las unidades receptoras. Los datos de estos subcanales están concebidos en general para que todas las unidades receptoras los reciban. Sin embargo, algunos de los mensajes del canal de control pueden ser específicos del usuario, y se pueden codificar en consecuencia.

**[0024]** Los datos de voz y los paquetes de datos se pueden transmitir en los subcanales de frecuencia restantes. Para el ejemplo mostrado, el subcanal 3 en las ranuras temporales 2 a 9 se usa para la llamada de voz 1, el subcanal 4 en las ranuras temporales 2 a 9 se usa para la llamada de voz 2, el subcanal 5 en las ranuras temporales 5 a 9 se usa para la llamada de voz 3 y el subcanal 6 en las ranuras temporales 7 a 9 se usa para la llamada de voz 5.

**[0025]** Los subcanales de frecuencia y ranuras temporales disponibles restantes se pueden usar para transmisiones de datos de tráfico. Una transmisión de datos particular se puede producir a través de múltiples subcanales y/o múltiples ranuras temporales, y se pueden producir múltiples transmisiones de datos dentro de cualquier intervalo temporal particular. Una transmisión de datos también se puede producir durante ranuras temporales no contiguas.

**[0026]** En el ejemplo mostrado en la FIG. 2, la transmisión de datos 1 usa los subcanales de frecuencia 5 a 16 en la ranura temporal 2 y los subcanales 7 a 16 en la ranura temporal 7, la transmisión de datos 2 usa los subcanales 5 a 16 en las ranuras temporales 3 y 4 y los subcanales 6 a 16 en las ranuras temporales 5, la transmisión de datos 3 usa los subcanales 6 a 16 en la ranura temporal 6, la transmisión de datos 4 usa los subcanales 7 a 16 en la ranura temporal 8, la transmisión de datos 5 usa los subcanales 7 a 11 en la ranura temporal 9, y la transmisión de datos 6 usa los subcanales 12 a 16 en la ranura temporal 9. Las transmisiones de datos 1 a 6 pueden representar transmisiones de datos de tráfico a una o más unidades receptoras.

**[0027]** Para proporcionar la flexibilidad de transmisión y lograr un alto rendimiento y eficacia, cada subcanal de frecuencia en cada ranura temporal para cada antena de transmisión se puede considerar una unidad independiente de transmisión (un símbolo de modulación) que se puede usar para transmitir cualquier tipo de datos tales como los piloto, de señalización, radiodifusión, voz, datos de tráfico, algún otro tipo de datos, o una combinación de los mismos. Se puede lograr más flexibilidad, rendimiento y eficacia permitiendo la independencia entre los símbolos de modulación, como se describe más adelante. Por ejemplo, cada símbolo de modulación se puede generar a partir de un esquema de modulación (por ejemplo, M-PSK, M-QAM y otros esquemas) que dé como resultado el mejor uso del recurso en ese momento, frecuencia y espacio particulares.

### **Sistema MIMO**

**[0028]** En un sistema de comunicaciones terrestres (por ejemplo, un sistema celular, un sistema de radiodifusión, un sistema de distribución multicanal y multipunto (MMDS) y otros), una señal RF modulada de una unidad transmisora puede llegar a la unidad receptora por medio de un número de trayectos de transmisión. Las características de los trayectos de transmisión típicamente varían a lo largo del tiempo debido a un número de factores. Si se usa más de

una antena de transmisión o recepción, y si los trayectos de transmisión entre las antenas de transmisión y recepción son linealmente independientes (es decir, una transmisión no se forma como una combinación lineal de las otras transmisiones), lo que en general es cierto, al menos en cierta medida, la probabilidad de recibir correctamente la señal transmitida se incrementa a medida que se incrementa el número de antenas. En general, a medida que se incrementa el número de antenas de transmisión y recepción, la diversidad se incrementa y el rendimiento mejora.

**[0029]** Un sistema de comunicación MIMO tal como el que se muestra en la FIG. 1 emplea antenas en los extremos de transmisión y recepción del enlace de comunicación. Estas antenas de transmisión y recepción se pueden usar para proporcionar diversas formas de "diversidad espacial", que incluyen la diversidad de "transmisión" y la diversidad de "recepción". La diversidad espacial se caracteriza por el uso de múltiples antenas de transmisión y una o más antenas de recepción. La diversidad de transmisión se caracteriza por la transmisión de datos a través de múltiples antenas de transmisión. Típicamente, se realiza un procesamiento adicional de los datos transmitidos desde las antenas de transmisión para lograr la diversidad deseada. Por ejemplo, los datos transmitidos desde distintas antenas de transmisión se pueden retardar o reordenar en el tiempo, codificar e intercalar en todas las antenas de transmisión disponibles, y así sucesivamente. La diversidad de recepción se caracteriza por la recepción de las señales transmitidas en múltiples antenas de recepción, y la diversidad se logra simplemente recibiendo las señales por medio de diferentes trayectos de señales.

**[0030]** La diversidad espacial se puede usar para mejorar la fiabilidad del enlace de comunicación con o sin incrementar la capacidad del enlace. Esto se puede lograr transmitiendo o recibiendo datos a través de múltiples trayectos por medio de múltiples antenas. La diversidad de antena se selecciona dinámicamente en base a las características del enlace de comunicación para proporcionar el rendimiento requerido. Por ejemplo, se puede proporcionar un mayor grado de diversidad espacial para algunos tipos de comunicación (por ejemplo, señalización), para algunos tipos de servicios (por ejemplo, voz), para algunas características de enlace de comunicación (por ejemplo, baja SNR) o para algunas otras condiciones o consideraciones.

**[0031]** Los datos se pueden transmitir desde múltiples antenas y/o en múltiples subcanales de frecuencia para obtener la diversidad deseada. Por ejemplo, se pueden transmitir datos en: (1) un subcanal de una antena, (2) un subcanal (por ejemplo, el subcanal 1) de múltiples antenas, (3) un subcanal de todas las  $N_T$  antenas, (4) un conjunto de subcanales (por ejemplo, los subcanales 1 y 2) de una antena, (5) un conjunto de subcanales de múltiples antenas, (6) un conjunto de subcanales de todas las  $N_T$  antenas o (7) un conjunto de canales de un conjunto de antenas (por ejemplo, el subcanal 1 de las antenas 1 y 2 en una ranura temporal, los subcanales 1 y 2 de la antena 2 en otra ranura temporal, y así sucesivamente). Por tanto, se puede usar cualquier combinación de subcanales y antenas para proporcionar diversidad de antena y de frecuencia.

**[0032]** En el sistema de comunicación MIMO, el canal de múltiples entradas y múltiples salidas se puede descomponer en un conjunto de  $N_C$  subcanales espaciales independientes. El número de dichos subcanales espaciales es menor o igual que el menor del número de las antenas de transmisión y el número de antenas de recepción (es decir,  $N_C \leq N_T$  y  $N_C \leq N_R$ ). Si  $H$  es la matriz  $N_R \times N_T$  que da la respuesta del canal para las  $N_T$  antenas de transmisión y las  $N_R$  antenas de recepción en un momento específico, y  $\underline{x}$  son las entradas de vector  $N_T$  al canal, entonces la señal recibida se puede expresar como:

$$\underline{y} = H\underline{x} + \underline{n} ,$$

donde  $\underline{n}$  es un vector  $N_R$  que representa el ruido más la interferencia. En un modo de realización, la descomposición en vectores propios de la matriz hermitiana formada por el producto de la matriz de canal con su traspuesta conjugada se puede expresar como:

$$H^*H = EAE^* ,$$

donde el símbolo "\*" indica la traspuesta conjugada,  $E$  es la matriz de vectores propios y  $A$  es una matriz diagonal de valores propios, ambas de dimensión  $N_T \times N_T$ .

**[0033]** El transmisor convierte (es decir, precondiciona) un conjunto de  $N_T$  símbolos de modulación  $\underline{b}$  usando la matriz de vectores propios  $E$ . Los símbolos de modulación transmitidos desde las  $N_T$  antenas de transmisión se pueden expresar como:

$$\underline{x} = E\underline{b} .$$

**[0034]** Para todas las antenas, el precondicionamiento de los símbolos de modulación se puede lograr mediante una operación de multiplicación de matrices, expresada como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (1)}$$

5 donde  $b_1, b_2, \dots$  y  $b_{N_T}$  son respectivamente los símbolos de modulación para un subcanal de frecuencia particular en las antenas de transmisión 1, 2, ...,  $N_T$ , donde cada símbolo de modulación se puede generar usando, por ejemplo, M-PSK, M-QAM, y así sucesivamente, como se describe a continuación;

10  $E =$  es la matriz de vectores propios relacionada con las características de transmisión desde las antenas de transmisión hasta las antenas de recepción; y

10  $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$  son los símbolos de modulación precondicionados, que se pueden expresar como:

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T} ,$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T} ,$$

15 y

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T} .$$

20 **[0035]** La señal recibida se puede expresar como:

$$\underline{y} = \underline{HEb} + \underline{n} .$$

25 **[0036]** El receptor realiza una operación de filtrado adaptado al canal, seguida de la multiplicación por los vectores propios derechos. El resultado de la operación de filtrado adaptado al canal es el vector  $\underline{z}$ , que se puede expresar como:

$$\underline{z} = \underline{E^*H^*HEb} + \underline{E^*H^*n} = \underline{\Lambda b} + \underline{\hat{n}} ,$$

30 donde el nuevo término de ruido tiene una covarianza que se puede expresar como:

$$E(\underline{\hat{n}}\underline{\hat{n}}^*) = E(\underline{E^*H^*n n^*HE}) = \underline{E^*H^*HE} = \underline{\Lambda} ,$$

35 es decir, las componentes de ruido son independientes y tienen una varianza dada por los valores propios. La SNR de la  $i$ -ésima componente de  $\underline{z}$  es  $\lambda_i$ , el  $i$ -ésimo elemento diagonal de  $\underline{\Lambda}$ .

40 **[0037]** Se describe con mayor detalle una forma de realización del procesamiento MIMO en la solicitud de patente de EE. UU. n.º 6.307.168, titulada "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION [SISTEMA DE COMUNICACIONES DE ALTA EFICACIA Y ALTO RENDIMIENTO QUE EMPLEA MODULACIÓN MULTIPORTADORA]", presentada el 22 de marzo de 2000, cedida al cesionario de la presente solicitud.

45 **[0038]** Cada uno de los  $N_c$  subcanales espaciales del canal MIMO como se describe en el modo de realización anterior también se denomina modo propio si estos canales son independientes entre sí. Para el modo MIMO, se puede transmitir un símbolo de modulación en cada uno de los modos propios de cada subcanal de frecuencia. Dado que la SNR puede ser diferente para cada modo propio, el número de bits que se pueden transmitir a través de cada modo propio también puede ser diferente. Como se indica anteriormente, cada modo propio de cada subcanal de frecuencia se denomina también canal de transmisión.

50 **[0039]** En otros modos de realización, los subcanales espaciales se pueden crear de manera diferente. Por ejemplo, un subcanal espacial se puede definir como las transmisiones desde una antena transmisora a todas las antenas receptoras.

55 **[0040]** Como se usa en el presente documento, el modo MIMO incluye los modos de procesamiento de información de estado de canal completa (CSI completa) y de CSI parcial. Tanto para la CSI completa como para la CSI parcial, se proporcionan trayectos de transmisión adicionales por medio de subcanales separables espacialmente. El procesamiento de CSI completa utiliza modos propios, como se describe anteriormente. El procesamiento de CSI parcial no utiliza modos propios, y puede conllevar proporcionar a la unidad transmisora (por ejemplo, por medio de

retroalimentación en el enlace inverso) la SNR para cada canal de transmisión (es decir, puerto de diversidad de recepción) y codificar en consecuencia en base a la SNR recibida.

5 [0041] Se puede utilizar un número de formulaciones en la unidad receptora para proporcionar la información requerida para la CSI parcial, incluyendo formas lineales y no lineales de forzado a cero, inversión de matriz de correlación de canal (CCMI) y error cuadrático medio mínimo (MMSE), como es conocido en la técnica. Por ejemplo, Wolniansky, *et al.* describen la derivación de unas SNR para un caso MIMO de forzado a cero no lineal (CSI parcial) en un documento titulado "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel [Arquitectura para lograr velocidades de transferencia de datos muy altas a través del canal inalámbrico de alta dispersión]", Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italia, 30 de septiembre de 1998, e incorporado al presente documento como referencia. Los valores propios de una formulación MIMO están relacionados con las SNR de los modos propios para el caso de CSI completa. Los casos no MIMO pueden usar una variedad de procedimientos, como los conocidos en la técnica.

15 [0042] Cada canal de transmisión está asociado con una SNR que puede conocer tanto el transmisor como el receptor. En este caso, los parámetros de modulación y codificación de cada símbolo de modulación se pueden determinar en base a la SNR del canal de transmisión correspondiente. Esto permite el uso eficaz de los subcanales de frecuencia y modos propios disponibles.

20 [0043] La Tabla 1 enumera el número de bits de información que se pueden transmitir en cada símbolo de modulación para un nivel particular de rendimiento (por ejemplo, 1 % de tasa de errores en tramas o % de FER) para diversos intervalos de SNR. Para cada intervalo de SNR, la Tabla 1 también enumera un esquema de modulación particular seleccionado para usar con ese intervalo de SNR, el número de bits codificados que se pueden transmitir para cada símbolo de modulación para el esquema de modulación seleccionado, y la velocidad de codificación usada para obtener el número requerido de bits codificados/símbolo de modulación dado el número admitido de bits de información/símbolo de modulación.

30 [0044] La Tabla 1 enumera una combinación de esquema de modulación y velocidad de codificación para cada intervalo de SNR. La velocidad de bits admitida para cada canal de transmisión se puede lograr usando una cualquiera de un número de combinaciones posibles de velocidad de codificación y esquema de modulación. Por ejemplo, un bit de información por símbolo se puede lograr usando (1) una velocidad de codificación de 1/2 y modulación QPSK, (2) una velocidad de codificación de 1/3 y modulación 8-PSK, (3) una velocidad de codificación de 1/4 y 16-QAM o (4) alguna otra combinación de velocidad de codificación y esquema de modulación. En la Tabla 1, se usan QPSK, 16-QAM y 64-QAM para los intervalos de SNR enumerados. También se pueden emplear otros esquemas de modulación tales como 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, y así sucesivamente, que están dentro del alcance de la invención.

Tabla 1

Intervalo de SNR	N.º de bits de información/símbolo	Símbolo de modulación	N.º de bits codificados/símbolo	Velocidad de codificación
1,5 – 4,4	1	QPSK	2	1/2
4,4 – 6,4	1,5	QPSK	2	3/4
6,4 – 8,35	2	16-QAM	4	1/2
8,35 – 10,4	2,5	16-QAM	4	5/8
10,4 – 12,3	3	16-QAM	4	3/4
12,3 – 14,15	3,5	64-QAM	6	7/12
14,15 – 15,55	4	64-QAM	6	2/3
15,55 – 17,35	4,5	64-QAM	6	3/4
> 17,35	5	64-QAM	6	5/6

40 [0045] Para mayor claridad, se describen diversos aspectos de la invención para un sistema OFDM y, en muchos casos, para un sistema OFDM que funciona en un modo MIMO. Sin embargo, las técnicas de codificación y procesamiento descritas en el presente documento en general se pueden aplicar a diversos sistemas de comunicación tales como, por ejemplo, (1) un sistema OFDM que funciona sin MIMO, (2) un sistema MIMO que funciona sin OFDM (es decir, que funciona en base a un único subcanal de frecuencia, es decir, una única portadora RF, pero múltiples subcanales espaciales), (3) un sistema MIMO que funciona con OFDM, y (4) otros. OFDM es simplemente una técnica para subdividir un canal de banda ancha en un número de subcanales de frecuencia ortogonales.

**Codificación**

50 [0046] La FIG. 3A es un diagrama de bloques de un modo de realización de un codificador convolucional concatenado paralelo 114x, que a menudo se denomina codificador turbo. El codificador turbo 114x representa una implementación

de la parte de corrección de errores sin canal de retorno (FEC) del codificador 114 de la FIG. 1 y se puede usar para codificar datos para transmisión a través de uno o más canales de transmisión.

5 **[0047]** La codificación dentro del codificador 114 puede incluir codificación de corrección de errores o codificación de  
 10 detección de errores, o ambas, usadas para incrementar la fiabilidad del enlace. La codificación puede incluir, por  
 ejemplo, codificación de verificación por redundancia cíclica (CRC), codificación convolucional, codificación turbo,  
 codificación trellis, codificación de bloques (por ejemplo, codificación Reed-Solomon), otros tipos de codificación o  
 una combinación de los mismos. Para un sistema de comunicación inalámbrica, un paquete de datos se puede  
 15 anexar inicialmente con un código CRC particular, y los bits CRC se anexan al paquete de datos. También se pueden  
 anexar bits suplementarios adicionales al paquete de datos para formar un paquete de datos formateado, que a  
 continuación se codifica con un código convolucional o turbo. Como se usa en el presente documento, "bits de  
 información" se refiere a bits proporcionados al codificador convolucional o turbo, que incluyen bits de datos  
 transmitidos y bits usados para proporcionar capacidad de detección o corrección de errores para los bits transmitidos.

15 **[0048]** Como se muestra en la FIG. 3A, el codificador turbo 114x incluye dos codificadores constituyentes 312a y  
 312b, y un intercalador de código 314. El codificador constituyente 312a recibe y codifica los bits de información, x,  
 de acuerdo con un primer código constituyente para generar una primera secuencia de bits de cola y paridad, y. El  
 intercalador de código 314 recibe e intercala los bits de información de acuerdo con un esquema de intercalación  
 particular. El codificador constituyente 312b recibe y codifica los bits intercalados de acuerdo con un segundo código  
 20 constituyente para generar una segunda secuencia de bits de cola y paridad, z. Los bits de información, los bits de  
 cola y los bits de paridad de los codificadores 312a y 312b se proporcionan al siguiente elemento de procesamiento  
 (intercalador de canal 116).

25 **[0049]** La FIG. 3B es un diagrama de un modo de realización de un codificador turbo 114y, que es una implementación  
 del codificador turbo 114x y también se puede usar dentro del codificador 114 de la FIG. 1. En este ejemplo, el  
 codificador turbo 114y es un codificador de velocidad 1/3 que proporciona dos bits de paridad, y y z, para cada bit de  
 información x.

30 **[0050]** En el modo de realización mostrado en la FIG. 3B, cada codificador constituyente 322 del codificador turbo  
 114y implementa la siguiente función de transferencia para el código constituyente:

$$G(D) = \left[ 1 \quad \frac{n(D)}{d(D)} \right],$$

donde

35 
$$n(D) = 1 + D + D^3,$$

y

40 
$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

**[0051]** También se pueden usar otros códigos constituyentes que están dentro del alcance de la invención.

45 **[0052]** Cada codificador constituyente 322 incluye un número de elementos de retardo acoplados en serie 332, un  
 número de sumadores de módulo 2 334 y un conmutador 336. Inicialmente, los estados de los elementos de retardo  
 332 se establecen en cero y el conmutador 336 está en la posición elevada. A continuación, para cada bit de  
 información de un paquete de datos, el sumador 334a realiza una adición del módulo 2 del bit de información con el  
 bit de salida del sumador 334c y proporciona el resultado al elemento de retardo 332a. El sumador 334b recibe y  
 realiza la adición de módulo 2 de los bits del sumador 334a y los elementos de retardo 332a y 332c, y proporciona el  
 50 bit de paridad y. El sumador 334c realiza la adición de módulo 2 de los bits de los elementos de retardo 332b y 332c.

55 **[0053]** Después de que se haya codificado la totalidad de los N bits de información del paquete de datos, el  
 conmutador 336 se desplaza a la posición descendida y se proporcionan tres bits cero ("0") al codificador constituyente  
 322a. El codificador constituyente 322a codifica a continuación los tres bits cero y proporciona tres bits sistemáticos  
 de cola y tres bits de paridad de cola.

60 **[0054]** Para cada paquete de N bits de información, el codificador constituyente 322a proporciona N bits de  
 información x, los tres primeros bits sistemáticos de cola, N bits de paridad y, y los tres primeros bits de paridad de  
 cola, y el codificador constituyente 322b proporciona los tres segundos bits sistemáticos de cola, N bits de paridad z,  
 y los tres últimos bits de paridad de cola. Para cada paquete, el codificador 114y proporciona N bits de información,  
 seis bits sistemáticos de cola, N+3 bits de paridad del codificador 322a y N+3 bits de paridad del codificador 322b.

[0055] El intercalador de código 314 puede implementar cualquiera de un número de esquemas de intercalación. En un esquema de intercalación específico, los N bits de información del paquete se escriben, en filas, como una matriz de  $2^5$  filas por  $2^n$  columnas, donde n es el entero más pequeño de modo que  $N \leq 2^{5+n}$ . A continuación, las filas se redistribuyen de acuerdo con una regla de inversión de bits. Por ejemplo, la fila 1 ("00001") se intercambia por la fila 16 ("10000"), la fila 3 ("00011") se intercambia por la fila 24 ("11000"), y así sucesivamente. A continuación, los bits de dentro de cada fila se permutan (es decir, se reordenan) de acuerdo con una secuencia lineal congruente (LCS) específica de la fila. La LCS para la fila k se puede definir como  $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$ , donde  $i = 0, 1, \dots, 2^n-1$ ,  $x_k(0) = c_k$ , y  $c_k$  es un valor específico seleccionado para cada fila y además es dependiente del valor para n. Para la permutación de cada fila, el i-ésimo bit de la fila se coloca en la localización  $x(i)$ . A continuación, en el intercalador de código 314 los bits se leen por columnas.

[0056] El esquema de intercalación de código LCS anterior se describe con mayor detalle en la patente de EE. UU. n.º 6.304.991 comúnmente asignada, titulada "TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL SEQUENCES [INTERCALADOR DE CÓDIGO TURBO QUE USA SECUENCIAS LINEALES CONGRUENTES]", presentada el 4 de diciembre de 1998, y en un documento titulado "C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems [Estándar de capa física C.S0002-A-1 para sistemas de espectro ensanchado cdma2000]" (denominado a continuación en el presente documento estándar cdma2000).

[0057] También se puede usar otro intercalador de código que está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, también se puede usar un intercalador aleatorio o un intercalador simétrico aleatorio (S-random) en lugar del intercalador de secuencia lineal congruente descrito anteriormente.

[0058] Para mayor claridad, la codificación de datos se describe específicamente en base a un código turbo. También se pueden usar otros esquemas de codificación que están dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, los datos se pueden codificar con un código convolucional, un código de bloques, un código concatenado compuesto de una combinación de códigos de bloques, convolucionales y/o turbo, o algún otro código. Los datos se pueden codificar de acuerdo con un código "base", y después de esto los bits codificados se pueden procesar (por ejemplo, perforar) en base a las capacidades de los canales de transmisión usados para transmitir los datos.

### Intercalador de canal

[0059] En referencia de nuevo a la FIG. 1, el intercalador de canal 116 intercala los bits codificados del codificador 114 para proporcionar diversidad temporal y de frecuencia contra efectos de trayecto perjudiciales (por ejemplo, desvanecimiento). Además, dado que los bits codificados se agrupan posteriormente para formar símbolos no binarios que a continuación se correlacionan con símbolos de modulación, la intercalación asegura además que los bits codificados que forman cada símbolo de modulación no estén cercanos entre sí (temporalmente). Para canales de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) estático, la intercalación de canal es menos crítica cuando también se emplea un codificador turbo, ya que el intercalador de código realiza eficazmente funciones similares.

[0060] Se pueden usar diversos esquemas de intercalación para el intercalador de canal. En un esquema de intercalación, los bits codificados (es decir, los bits de información, cola y paridad) para cada paquete se escriben (linealmente) en filas de memoria. A continuación, los bits de cada fila se pueden permutar (es decir, reordenar) en base a (1) una regla de inversión de bits, (2) una secuencia lineal congruente (como la descrita anteriormente para el intercalador de código), (3) un patrón generado aleatoriamente, (4) o un patrón de permutación generado de alguna otra manera. Las filas también se permutan de acuerdo con un patrón de permutación de filas particular. Los bits codificados permutados se recuperan a continuación de cada columna y se proporcionan al perforador 117.

[0061] En un modo de realización, la intercalación de canal se realiza individualmente para cada corriente de bits de un paquete. Para cada paquete, los bits de información x, los bits de cola y paridad y del primer codificador constituyente, y los bits de cola y paridad z del segundo codificador constituyente se pueden intercalar mediante tres intercaladores separados, que pueden emplear el mismo esquema de intercalación de canal o uno diferente. Esta intercalación separada permite una perforación flexible en las corrientes de bits individuales.

[0062] El intervalo de intercalación se puede seleccionar para proporcionar la diversidad temporal y de frecuencia deseada. Por ejemplo, los bits codificados para un período de tiempo particular (por ejemplo, 10 ms, 20 ms u otros) y/o para un número particular de canales de transmisión se pueden intercalar.

### Perforación

[0063] Como se indica anteriormente, para un sistema de comunicación OFDM, el número de bits de información que se pueden transmitir para cada símbolo de modulación es dependiente de la SNR del canal de transmisión usado para transmitir el símbolo de modulación. Y para un sistema OFDM que funciona en el modo MIMO, el número de bits de información que se pueden transmitir para cada símbolo de modulación es dependiente de la SNR del subcanal de frecuencia y subcanal espacial usados para transmitir el símbolo de modulación.

- 5 **[0064]** De acuerdo con un aspecto de la invención, se puede usar un número de esquemas de codificación/perforación para generar los bits codificados (es decir, bits de información, cola y paridad) para transmisión. En un primer esquema de codificación/perforación, se aplica un código base particular y una perforación común para todos los canales de transmisión. En un segundo esquema de codificación/perforación, se aplica el mismo código base pero una perforación variable para los canales de transmisión. La perforación variable es dependiente de la SNR de los canales de transmisión.
- 10 **[0065]** La FIG. 4A es un diagrama de flujo de un modo de realización para generar los bits codificados requeridos para una transmisión de datos, que emplea el código base y el esquema de perforación común. Inicialmente, se determina la SNR para cada canal de transmisión (es decir, cada modo propio de cada subcanal de frecuencia), en la etapa 412. Para un sistema OFDM que no funciona en el modo MIMO, solo se admite un modo propio y, por tanto, solo se determina una SNR para cada subcanal de frecuencia. La SNR para cada canal de transmisión se puede determinar en base a la referencia piloto transmitida o por medio de algún otro mecanismo.
- 15 **[0066]** En la etapa 414, el número de bits de información por símbolo de modulación admitido por cada canal de transmisión se determina en base a su SNR. Se puede usar una tabla que asocia un intervalo de SNR con cada número específico de bits de información/símbolo de modulación, tal como la Tabla 1. Sin embargo, se puede usar una cuantificación más fina que la del tamaño de paso de 0,5 bits para los bits de información mostrados en la Tabla 1. A continuación, se selecciona un esquema de modulación para cada canal de transmisión de modo que se puede transmitir el número de bits de información/símbolo de modulación, en la etapa 416. El esquema de modulación también se puede seleccionar para tener en cuenta otros factores (por ejemplo, la complejidad de codificación), como se describe con mayor detalle a continuación.
- 20 **[0067]** En la etapa 418, se determina el número total de bits de información que se pueden transmitir en cada ranura temporal para todos los canales de transmisión. Esto se puede lograr sumando el número de bits de información/símbolo de modulación determinado para todos los canales de transmisión. De manera similar, se determina el número total de bits codificados que se pueden transmitir en cada ranura temporal para todos los canales de transmisión, en la etapa 420. Esto se puede lograr determinando el número de bits codificados/símbolo de modulación para cada esquema de modulación seleccionado en la etapa 416, y sumando el número de bits codificados para todos los canales de transmisión.
- 25 **[0068]** En la etapa 422, el número total de bits de información determinados en la etapa 418 se codifican con un codificador particular. Si se usa un codificador turbo, los bits de cola y los bits de paridad generados por el codificador se perforan para obtener el número total de bits codificados determinados en la etapa 420. Los bits codificados no perforados se agrupan a continuación en símbolos no binarios, que a continuación se correlacionan con símbolos de modulación para los canales de transmisión, en la etapa 426.
- 30 **[0069]** El primer esquema de codificación/perforación es relativamente simple de implementar ya que se usa el mismo código base y esquema de perforación para todos los canales de transmisión. El símbolo de modulación para cada canal de transmisión representa un punto en una constelación de señal correspondiente al esquema de modulación seleccionado para ese canal de transmisión. Si la distribución de la SNR para los canales de transmisión es extendida, la distancia entre los puntos de constelación en relación con la varianza de ruido para diferentes constelaciones de señal variará ampliamente. Esto puede influir en el rendimiento del sistema.
- 35 **[0070]** La FIG. 4B es un diagrama de flujo de un modo de realización para generar los bits codificados requeridos para una transmisión de datos, que emplea el mismo código base pero un esquema de perforación variable. Inicialmente, se determina la SNR para cada canal de transmisión, en la etapa 432. En un modo de realización, se omite el uso de canales de transmisión con SNR insuficiente para transmisión de datos (es decir, no se transmiten datos en canales de transmisión deficientes). El número de bits de información por símbolo de modulación admitidos por cada canal de transmisión se determina a continuación en base a su SNR, en la etapa 434. A continuación, se selecciona un esquema de modulación para cada canal de transmisión de modo que se puede transmitir el número de bits de información/símbolo de modulación, en la etapa 436. Las etapas 432, 434 y 436 de la FIG. 4B corresponden a las etapas 412, 414 y 416 de la FIG. 4A.
- 40 **[0071]** En la etapa 438, los canales de transmisión que pertenecen al mismo intervalo de SNR se agrupan en un segmento. De forma alternativa, se pueden definir intervalos para el número de bits de información por símbolo de modulación (por ejemplo, intervalo 1 que abarca de 1,0 a 1,5 bits de información/símbolo de modulación, intervalo 2 que abarca de 1,5 a 2,0 bits de información/símbolo de modulación, y así sucesivamente). En este caso, los canales de transmisión que tienen un número de bits de información por símbolo de modulación dentro del mismo intervalo se agrupan en un segmento.
- 45 **[0072]** Cada segmento incluye  $K_i$  canales de transmisión, donde  $K_i$  puede ser cualquier entero uno o mayor. El número total de bits de información y el número total de bits codificados que se pueden transmitir en cada segmento se determinan a continuación, en la etapa 440. Por ejemplo, el segmento  $i$  puede incluir  $K_i$  canales de transmisión, cada uno de los cuales puede admitir una transmisión de  $N_i$  bits de información/símbolo de modulación y  $P_i$  bits de cola y paridad/símbolo de modulación. Para cada ranura temporal, el número total de bits de información que se pueden
- 50 **[0073]** En la etapa 442, se determina el número total de bits de información que se pueden transmitir en cada ranura temporal para todos los segmentos. Esto se puede lograr sumando el número de bits de información/símbolo de modulación determinado para todos los segmentos. De manera similar, se determina el número total de bits codificados que se pueden transmitir en cada ranura temporal para todos los segmentos, en la etapa 444. Esto se puede lograr determinando el número de bits codificados/símbolo de modulación para cada esquema de modulación seleccionado en la etapa 436, y sumando el número de bits codificados para todos los canales de transmisión.
- 55 **[0074]** En la etapa 446, el número total de bits de información determinados en la etapa 442 se codifican con un codificador particular. Si se usa un codificador turbo, los bits de cola y los bits de paridad generados por el codificador se perforan para obtener el número total de bits codificados determinados en la etapa 444. Los bits codificados no perforados se agrupan a continuación en símbolos no binarios, que a continuación se correlacionan con símbolos de modulación para los canales de transmisión, en la etapa 448.
- 60 **[0075]** El primer esquema de codificación/perforación es relativamente simple de implementar ya que se usa el mismo código base y esquema de perforación para todos los canales de transmisión. El símbolo de modulación para cada canal de transmisión representa un punto en una constelación de señal correspondiente al esquema de modulación seleccionado para ese canal de transmisión. Si la distribución de la SNR para los canales de transmisión es extendida, la distancia entre los puntos de constelación en relación con la varianza de ruido para diferentes constelaciones de señal variará ampliamente. Esto puede influir en el rendimiento del sistema.
- 65 **[0076]** La FIG. 4C es un diagrama de flujo de un modo de realización para generar los bits codificados requeridos para una transmisión de datos, que emplea el mismo código base pero un esquema de perforación variable. Inicialmente, se determina la SNR para cada canal de transmisión, en la etapa 452. En un modo de realización, se omite el uso de canales de transmisión con SNR insuficiente para transmisión de datos (es decir, no se transmiten datos en canales de transmisión deficientes). El número de bits de información por símbolo de modulación admitidos por cada canal de transmisión se determina a continuación en base a su SNR, en la etapa 454. A continuación, se selecciona un esquema de modulación para cada canal de transmisión de modo que se puede transmitir el número de bits de información/símbolo de modulación, en la etapa 456. Las etapas 452, 454 y 456 de la FIG. 4C corresponden a las etapas 412, 414 y 416 de la FIG. 4A.

transmitir en el segmento  $i$  se puede calcular como  $K_i \cdot N_i$ , el número total de bits de cola y paridad que se pueden transmitir se puede calcular como  $K_i \cdot P_i$ , y el número total de bits codificados se puede calcular como  $K_i(N_i+P_i)$ .

**[0073]** En la etapa 442, los bits de información que se van a transmitir en cada ranura temporal para todos los

5 segmentos, que se pueden calcular como  $\sum_i K_i N_i$ , se codifican con un codificador particular (por ejemplo, un codificador turbo de velocidad 1/3 tal como el mostrado en la figura 3B). En la etapa 444, se asignan  $N_i$  bits de información y  $N_i/R$  bits de paridad y cola a cada canal de transmisión del segmento  $i$ , donde  $R$  es la velocidad de codificación del codificador. Los  $N_i/R$  bits de paridad y cola se perforan a continuación para obtener los  $P_i$  bits de paridad y cola requeridos para cada canal de transmisión del segmento, en la etapa 446. En la etapa 448, los  $N_i$  bits de información y los  $P_i$  bits de paridad y cola para cada canal de transmisión del segmento  $i$  se correlacionan con un símbolo de modulación para el canal de transmisión.

15 **[0074]** El segundo esquema de codificación/perforación puede proporcionar un rendimiento mejorado respecto del primer esquema, especialmente si la distribución de SNR para los canales de transmisión es extendida. Dado que se pueden usar diferentes esquemas de modulación y velocidades de codificación para diferentes canales de transmisión, el número de bits transmitidos en cada canal de transmisión se comunica típicamente del receptor al transmisor en el enlace inverso.

20 **[0075]** La Tabla 1 muestra la cuantificación del número de bits de información/símbolo de modulación usando un tamaño de paso de 0,5 bits. La granularidad de cuantificación se puede reducir (es decir, para ser más fina que 0,5 bits) si se requiere que cada segmento (y no cada canal de transmisión) admita un número entero de bits de información. Si se requiere que  $K_i \cdot N_i$  sea un entero, un valor entero mayor para  $K_i$  permite un tamaño de paso menor para  $N_i$ . La granularidad de cuantificación se puede reducir aún más si se permite que la cuantificación se transfiera de un segmento a otro. Por ejemplo, si se necesita redondear un bit en un segmento, se puede redondear al alza un bit en el siguiente segmento, si corresponde. La granularidad de cuantificación también se puede reducir si se permite que la cuantificación se transfiera a través de múltiples ranuras temporales.

30 **[0076]** Para admitir un sistema OFDM (especialmente uno que funciona en el modo MIMO) con el que se puede lograr una SNR diferente para los canales de transmisión, se puede usar un esquema de perforación flexible junto con un codificador base común (por ejemplo, un codificador turbo de velocidad 1/3) para lograr las velocidades de codificación necesarias. Este esquema de perforación flexible se puede usar para proporcionar el número necesario de bits de cola y paridad para cada segmento. Para una velocidad de codificación alta en la que se perforan más bits de cola y paridad que se retienen, la perforación se puede lograr eficazmente reteniendo el número requerido de bits de cola y paridad a medida que el codificador los genera y descartando los otros.

35 **[0077]** Como ejemplo, un segmento puede incluir 20 símbolos de modulación 16-QAM y tener una SNR que admite la transmisión de 2,75 bits de información/símbolo de modulación. Para este segmento, se pueden transmitir 55 bits de información ( $55 = 20 \times 2,75$ ) en 20 símbolos de modulación. Cada símbolo de modulación 16-QAM se forma con cuatro bits codificados, y se necesitan 80 bits codificados para 20 símbolos de modulación. Los 55 bits de información se pueden codificar con un codificador de velocidad 1/3 para generar 122 bits de cola y paridad y 55 bits de información. Estos 122 bits de cola y paridad se pueden perforar para proporcionar los 35 bits de cola y paridad requeridos para el segmento, que en combinación con los 55 bits de información comprenden los 80 bits codificados.

45 **[0078]** En referencia de nuevo a la FIG. 1, el perforador 117 recibe los bits de información y paridad intercalados desde el intercalador de canal 116, perfora (es decir, elimina) algunos de los bits de cola y paridad para lograr la(s) velocidad(es) de codificación deseada(s), y multiplexa los bits de información, cola y paridad no perforados como una secuencia de bits codificados. Los bits de información (que también se denominan bits sistemáticos) también se pueden perforar junto con los bits de cola y paridad, y esto está dentro del alcance de la invención.

50 **[0079]** La FIG. 3C es un diagrama de un modo de realización de un perforador 117x, que se puede usar para proporcionar perforación variable de bits codificados. El perforador 117x es una implementación del perforador 117 de la FIG. 1. Usando un conjunto de contadores, el perforador 117x realiza la perforación para retener  $P_i$  bits de cola y de paridad de  $Q_i$  bits de cola y de paridad generados por el codificador para el segmento  $i$ .

55 **[0080]** Dentro del perforador 117x, los bits de cola y paridad intercalados  $y_{INT}$  y  $z_{INT}$  de los dos codificadores constituyentes del codificador turbo se proporcionan a dos entradas de un conmutador 342. El conmutador 342 proporciona los  $y_{INT}$  bits de cola y paridad o los  $z_{INT}$  bits de cola y paridad a la línea 343, dependiendo de una señal de control de una unidad de alternancia 348. El conmutador 342 asegura que los bits de cola y paridad de los dos codificadores constituyentes se seleccionen de manera uniforme alternando entre las dos corrientes de bits de cola y paridad.

60 **[0081]** Un primer contador 352 realiza una adición módulo  $Q$  y vuelve a ponerse a cero después de que su contenido sobrepase  $Q-1$ . Un segundo contador 354 cuenta (uno por uno) los  $Q$  bits de cola y paridad. Para cada segmento, ambos contadores 352 y 354 se establecen inicialmente en cero, el conmutador 342 está en la posición elevada, y el

primer bit de cola o paridad  $y_{INT0}$  se proporciona desde el multiplexador 346 cerrando un conmutador 344 y controlando adecuadamente el multiplexador. Para cada ciclo de reloj posterior, el contador 352 se incrementa en P y el contador 354 se incrementa en uno. El valor del contador 352 se proporciona a una unidad de decisión 356. Si el contador 352 experimenta una operación de módulo Q (es decir, el contenido del contador 352 se vuelve a poner a cero), el bit de cola o paridad de la línea 343 se proporciona a través del conmutador 344 al multiplexador 346, que a continuación proporciona el bit de cola o paridad como un bit codificado de salida. Cada vez que se proporciona un bit de cola o paridad desde el multiplexador 346, la unidad de alternancia 348 alterna el estado de la señal de control, y la otra corriente de bits de cola y paridad se proporciona a la línea 343. El proceso continúa hasta que se agotan los  $Q_i$  bits de cola y paridad del segmento, tal como indica la unidad de comparación 358.

[0082] También se pueden usar otros patrones de perforación que están dentro del alcance de la invención. Para proporcionar un buen rendimiento, el número de bits de cola y paridad que se deben perforar debería equilibrarse entre los dos códigos constituyentes (es decir, se selecciona aproximadamente el mismo número de  $y_{INT}$  y  $z_{INT}$  bits de cola y paridad) y los bits no perforados se deberían distribuir de manera relativamente uniforme por el bloque de código para cada segmento.

[0083] En determinados casos, el número de bits de información puede ser menor que la capacidad de los canales de transmisión. En dichos casos, las posiciones de bit disponibles y no rellenas se pueden rellenar con ceros, repitiendo algunos de los bits codificados, o mediante algún otro esquema. La potencia de transmisión también se puede reducir para algunos esquemas.

### Correlación de Gray

[0084] En un modo de realización, para cada esquema de modulación (por ejemplo, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, y así sucesivamente) seleccionado para usar, los puntos de la constelación de señal para el esquema de modulación se definen usando la correlación de Gray. La correlación de Gray reduce el número de errores en bits para eventos de error más probables, como se describe con mayor detalle a continuación.

[0085] La FIG. 5 es un diagrama de una constelación de señal para 16-QAM y un esquema de correlación de Gray específico. La constelación de señal para 16-QAM incluye 16 puntos, cada uno de los cuales está asociado con un valor específico de 4 bits. Para la correlación de Gray, los valores de 4 bits se asocian con los puntos de la constelación de señal de modo que los valores para puntos adyacentes (en la dirección horizontal o vertical) difieren solo en una posición de bit. Los valores para puntos alejados difieren en más posiciones de bit (por ejemplo, los valores para puntos adyacentes en la dirección diagonal difieren en dos posiciones de bit).

[0086] Cada grupo de cuatro bits codificados ( $b_1b_2b_3b_4$ ) se correlaciona con un punto específico de la constelación de señal asociada con el mismo valor que el de los cuatro bits codificados. Por ejemplo, un valor de ("0111") para los cuatro bits codificados se correlaciona con un punto 512 de la constelación de señal. Este punto representa, pues, el símbolo de modulación para los cuatro bits codificados. Para 16-QAM, cada símbolo de modulación representa uno específico de los 16 puntos de la constelación de señal, determinándose el punto específico mediante el valor de los cuatro bits codificados. Cada símbolo de modulación se puede expresar como un número complejo ( $c + jd$ ) y proporcionar al siguiente elemento de procesamiento (es decir, el procesador MIMO 120 de la figura 1).

[0087] En la unidad receptora, los símbolos de modulación se reciben en presencia de ruido y típicamente no se correlacionan con la localización exacta en la constelación de señal. Para el ejemplo anterior, el símbolo de modulación recibido para los bits codificados transmitidos ("0111") puede no correlacionarse con el punto 512 en la unidad receptora. El ruido puede haber hecho que el símbolo de modulación recibido se haya correlacionado con otra localización en la constelación de señal. Típicamente, hay una mayor probabilidad de que el símbolo de modulación recibido se correlacione con una localización cercana a la localización correcta (por ejemplo, cerca de los puntos para "0101", "0011", "0110" o "1111"). Por tanto, el evento de error más probable es que un símbolo de modulación recibido se correlaciona erróneamente con un punto adyacente al punto correcto. Y dado que los puntos adyacentes en la constelación de señal tienen valores que difieren solo en una posición de bit, la correlación de Gray reduce el número de bits erróneos para eventos de error más probables.

[0088] La FIG. 5 muestra un esquema de correlación de Gray específico para la constelación de señal 16-QAM. También se pueden usar otros esquemas de correlación de Gray que están dentro del alcance de la invención. Las constelaciones de señal para otros esquemas de modulación (por ejemplo, 8-PSK, 64-QAM, y así sucesivamente) también se pueden correlacionar con esquemas de correlación de Gray similares o diferentes. Para algunos esquemas de modulación tales como 32-QAM y 128-QAM, se puede usar un esquema de correlación de Gray parcial si no es posible un esquema de correlación de Gray completo. Además, también se pueden usar esquemas de correlación no basados en la correlación de Gray que están dentro del alcance de la invención.

### Procesamiento MIMO

[0089] La FIG. 6 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un procesador MIMO 120x, que es una implementación del procesador MIMO 120 de la FIG. 1. Los símbolos de modulación se pueden transmitir en múltiples

subcanales de frecuencia y posiblemente desde múltiples antenas de transmisión. Cuando funciona en el modo MIMO, la transmisión en cada subcanal de frecuencia y desde cada antena de transmisión representa datos no duplicados.

5 **[0090]** Dentro de un procesador MIMO 120x, un desmultiplexador (DEMUX) 610 recibe y desmultiplexa los símbolos de modulación en un número de corrientes de símbolos de subcanal,  $S_1$  a  $S_L$ , siendo una corriente de símbolos de subcanal para cada subcanal de frecuencia usado para transmitir los símbolos. Cada corriente de símbolos de subcanal se proporciona a continuación a un respectivo procesador MIMO de subcanal 612.

10 **[0091]** Cada procesador MIMO de subcanal 612 puede desmultiplexar aún más la corriente de símbolos de subcanal recibida en un número de (hasta  $N_T$ ) subcorrientes de símbolos, siendo una subcorriente de símbolos para cada antena usada para transmitir los símbolos de modulación. Cuando el sistema OFDM funciona en el modo MIMO, cada procesador MIMO de subcanal 612 precondiciona los (hasta)  $N_T$  símbolos de modulación de acuerdo con la ecuación (1) descrita anteriormente para generar símbolos de modulación precondicionados, que se transmiten posteriormente. En el modo MIMO, cada símbolo de modulación precondicionado para un subcanal de frecuencia  
15 (ponderados) para hasta  $N_T$  antenas de transmisión. Cada uno de los (hasta)  $N_T$  símbolos de modulación usados para generar cada símbolo de modulación precondicionado se puede asociar con una constelación de señal diferente.

20 **[0092]** Para cualquier ranura temporal, se pueden generar (hasta)  $N_T$  símbolos de modulación precondicionados mediante cada procesador MIMO de subcanal 612, y proporcionar a (hasta)  $N_T$  combinadores de símbolos 616a a 616t. Por ejemplo, el procesador MIMO de subcanal 614a asignado al subcanal de frecuencia 1 puede proporcionar hasta  $N_T$  símbolos de modulación precondicionados para el subcanal de frecuencia 1 de las antenas 1 a  $N_T$ . De forma similar, el procesador MIMO de subcanal 612/ asignado al subcanal de frecuencia L puede proporcionar hasta  $N_T$  símbolos para el subcanal de frecuencia L de las antenas 1 a  $N_T$ . Cada combinador 616 recibe los símbolos de modulación precondicionados para los L subcanales de frecuencia, combina los símbolos para cada ranura temporal  
25 en un vector de símbolos de modulación,  $V$ , y proporciona el vector de símbolos de modulación a la siguiente fase de procesamiento (por ejemplo, el modulador 122).

30 **[0093]** El procesador MIMO 120x por tanto recibe y procesa los símbolos de modulación para proporcionar  $N_T$  vectores de símbolos de modulación,  $V_1$  a  $V_T$ , siendo un vector de símbolos de modulación para cada antena de transmisión. La colección de L símbolos de modulación precondicionados para cada ranura temporal de cada antena forma un vector de símbolos de modulación  $V$  de dimensión L. Cada elemento del vector de símbolos de modulación  $V$  está asociado con un subcanal de frecuencia específico que tiene una única subportadora en la que se transmite el símbolo de modulación. La colección de los L símbolos de modulación son ortogonales entre sí en su totalidad. Si no funciona  
35 en un modo de MIMO "puro", algunos de los vectores de símbolos de modulación pueden tener información duplicada en subcanales de frecuencia específicos para diferentes antenas de transmisión.

40 **[0094]** El procesador MIMO de subcanal 612 se puede diseñar para proporcionar el procesamiento necesario para implementar un procesamiento de información de estado de canal completa (CSI completa) o de CSI parcial para el modo MIMO. La CSI completa incluye una caracterización suficiente del trayecto de propagación (es decir, la amplitud y la fase) entre todos los pares de antenas de transmisión y recepción para cada subcanal de frecuencia. La CSI parcial puede incluir, por ejemplo, la SNR de los subcanales espaciales. El procesamiento de CSI se puede realizar en base a la información CSI disponible y a los subcanales de frecuencia seleccionados, las antenas de transmisión, y así sucesivamente. El procesamiento de CSI también se puede habilitar e inhabilitar selectiva y dinámicamente. Por  
45 ejemplo, el procesamiento de CSI se puede habilitar para una transmisión de datos particular e inhabilitar para algunas otras transmisiones de datos. El procesamiento de CSI se puede habilitar en determinadas condiciones, por ejemplo, cuando el enlace de comunicación tiene una SNR adecuada. El procesamiento de CSI completa y CSI parcial se describe con mayor detalle en la solicitud de patente de EE. UU. de n.º de serie 09/532.491 mencionada anteriormente.

50 **[0095]** La FIG. 6 también muestra un modo de realización del modulador 122. Los vectores de símbolos de modulación  $V_1$  a  $V_T$  del procesador MIMO 120x se proporcionan a los moduladores 114a a 114t, respectivamente. En el modo de realización mostrado en la FIG. 6, cada modulador 114 incluye una IFFT 620, un generador de prefijo cíclico 622 y un convertidor elevador 624.

55 **[0096]** La IFFT 620 convierte cada vector de símbolos de modulación recibido en su representación en el dominio del tiempo (que se denomina símbolo OFDM) usando la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). La IFFT 620 se puede diseñar para realizar la IFFT en cualquier número de subcanales de frecuencia (por ejemplo, 8, 16, 32, y así sucesivamente). En un modo de realización, para cada vector de símbolos de modulación convertido en un símbolo OFDM, el generador de prefijo cíclico 622 repite una parte de la representación en el dominio del tiempo del símbolo OFDM para formar un símbolo de transmisión para la antena específica. El prefijo cíclico asegura que el símbolo de  
60 transmisión retiene sus propiedades ortogonales en presencia de despliegue de retardo multitrayecto, mejorando de este modo el rendimiento frente a los efectos nocivos del trayecto. La implementación de la IFFT 620 y del generador de prefijo cíclico 622 se conoce en la técnica y no se describe en detalle en el presente documento.

65 **[0097]** A continuación, las representaciones en el dominio del tiempo de cada generador de prefijo cíclico 622 (es decir, los símbolos de "transmisión" para cada antena) se procesan mediante el convertidor elevador 624, convierten

en una señal analógica, modulan en una frecuencia RF y acondicionan (por ejemplo, amplifican y filtran) para generar una señal modulada RF que, a continuación, se transmite desde la antena 124 respectiva.

[0098] La modulación OFDM se describe con mayor detalle en un documento titulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come [Modulación multiportadora para transmisión de datos: una idea cuya hora ha llegado]", de John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, mayo de 1990.

[0099] Para un sistema OFDM que no funciona en el modo MIMO, el procesador MIMO 120 se puede retirar o inhabilitar, y los símbolos de modulación se pueden agrupar en el vector de símbolos de modulación  $V$  sin ningún precondicionamiento. A continuación, este vector se proporciona al modulador 122. Y para un sistema OFDM que funciona con diversidad de transmisión (y no en el modo MIMO), el desmultiplexador 614 se puede retirar o inhabilitar y los (mismos) símbolos de modulación precondicionados se proporcionan a (hasta)  $N_T$  combinadores.

[0100] Como se muestra en la FIG. 2, el sistema puede transmitir un número de transmisiones diferentes (por ejemplo, voz, señalización, datos, piloto, y así sucesivamente). Cada una de estas transmisiones puede requerir un procesamiento diferente.

[0101] La FIG. 7 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema 110y capaz de proporcionar un procesamiento diferente para diferentes transmisiones. Los datos de entrada agregados, que incluyen todos los bits de información que el sistema 110y va a transmitir, se proporcionan a un desmultiplexador 710. El desmultiplexador 710 desmultiplexa los datos de entrada en un número de ( $K$ ) corrientes de datos de canal,  $B_1$  a  $B_k$ . Cada corriente de datos de canal puede corresponder, por ejemplo, a un canal de señalización, un canal de radiodifusión, una llamada de voz o una transmisión de datos de tráfico. Cada corriente de datos de canal se proporciona a un respectivo codificador/intercalador de canal/perforador/elemento de correlación de símbolos 712 que codifica los datos usando un esquema de codificación particular seleccionado para esa corriente de datos de canal, intercala los datos codificados en base a un esquema de intercalación particular, perfora los bits de código intercalados y correlaciona los datos intercalados con símbolos de modulación para el uno o más canales de transmisión usados para transmitir esa corriente de datos de canal.

[0102] La codificación se puede realizar canal por canal (es decir, en cada corriente de datos de canal, como se muestra en la FIG. 7). Sin embargo, la codificación también se puede realizar en los datos de entrada agregados (como se muestra en la FIG. 1), en un número de corrientes de datos de canal, en una parte de una corriente de datos de canal, a través de un conjunto de subcanales de frecuencia, a través de un conjunto de subcanales espaciales, a través de un conjunto de subcanales de frecuencia y subcanales espaciales, a través de cada subcanal de frecuencia, en cada símbolo de modulación, o en alguna otra unidad de tiempo, espacio y frecuencia.

[0103] La corriente de símbolos de modulación de cada codificador/intercalador de canal/perforador/elemento de correlación de símbolos 712 se puede transmitir en uno o más subcanales de frecuencia y por medio de uno o más subcanales espaciales de cada subcanal de frecuencia. Un procesador MIMO 120y recibe las corrientes de símbolos de modulación desde los elementos 712. Dependiendo del modo que se va a usar para cada corriente de símbolos de modulación, el procesador MIMO 120y puede desmultiplexar la corriente de símbolos de modulación en un número de corrientes de símbolos de subcanal. En el modo de realización mostrado en la FIG. 7, la corriente de símbolos de modulación  $S_1$  se transmite en un subcanal de frecuencia y la corriente de símbolos de modulación  $S_k$  se transmite en  $L$  subcanales de frecuencia. La corriente de modulación para cada subcanal de frecuencia se procesa mediante un respectivo procesador MIMO de subcanal, desmultiplexa y combina de una manera similar a la descrita en la FIG. 6 para formar un vector de símbolos de modulación para cada antena de transmisión.

[0104] En general, la unidad transmisora codifica y modula datos para cada canal de transmisión en base a la información descriptiva de la capacidad de transmisión del canal. Esta información está típicamente en forma de CSI parcial o CSI completa descrita anteriormente. La CSI parcial/completa para los canales de transmisión que se van a usar para una transmisión de datos se determina típicamente en la unidad receptora y se informa a la unidad transmisora, que a continuación usa la información para codificar y modular datos en consecuencia. Las técnicas descritas en el presente documento son aplicables para múltiples canales de transmisión paralelos admitidos por MIMO, OFDM o cualquier otro esquema de comunicación (por ejemplo, un esquema CDMA) capaz de admitir múltiples canales de transmisión paralelos.

### **Desmodulación y decodificación**

[0105] La FIG. 8 es un diagrama de bloques de un modo de realización de una parte de decodificación del sistema 150. Para este modo de realización, se usa un codificador turbo para codificar los datos antes de la transmisión. Un decodificador turbo se usa correspondientemente para decodificar los símbolos de modulación recibidos.

[0106] Como se muestra en la FIG. 8, los símbolos de modulación recibidos se proporcionan a una unidad de cálculo de cociente de verosimilitud logarítmica (LLR) de bits 158x, que calcula los LLR de los bits que componen cada símbolo de modulación. Dado que un decodificador turbo funciona con LLR (en lugar de bits), la unidad de cálculo de LLR de bits158x proporciona un LLR para cada bit codificado recibido. El LLR para cada bit codificado recibido es el logaritmo

de la probabilidad de que el bit codificado recibido sea un cero dividido por la probabilidad de que el bit codificado recibido sea un uno.

5 **[0107]** Como se describe anteriormente, M bits codificados ( $b_1, b_2, \dots, b_M$ ) se agrupan para formar un único símbolo no binario S, que a continuación se correlaciona con un símbolo de modulación T(S) (es decir, se modula en una constelación de señal de orden superior). El símbolo de modulación se procesa, transmite, recibe y procesa aún más para proporcionar un símbolo de modulación recibido R(S). El LLR del bit codificado  $b_m$  en el símbolo de modulación recibido se puede calcular como:

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log\left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)}\right) \\ &= \log\left(P(R(S) \mid b_m = 0)\right) - \log\left(P(R(S) \mid b_m = 1)\right) \quad \text{Ec. (2)} \\ &= \log\left(\sum_{T(S):b_m=0} P(R(S) \mid T(S))\right) - \log\left(\sum_{T(S):b_m=1} P(R(S) \mid T(S))\right) \end{aligned}$$

10 donde  $P(R(S) \mid b_m = 0)$  es la probabilidad de que el bit  $b_m$  sea un cero en base al símbolo recibido R(S). También se pueden usar aproximaciones al calcular los LLR.

15 **[0108]** A continuación, el desintercalador 159 inserta "borrados" para bits de código que se han eliminado (es decir, perforado) en el transmisor. Los borrados tienen típicamente un valor de cero ("0"), que es indicativo de que el bit perforado es igualmente probable que sea un cero o un uno.

20 **[0109]** A partir de la ecuación (2), se puede observar que los LLR para los bits codificados recibidos dentro de un símbolo de modulación tienden a estar correlacionados. Esta correlación se puede romper intercalando los bits codificados antes de la modulación. Como se muestra en la FIG. 1, la intercalación de canal realiza de forma ventajosa la descorrelación de los bits codificados en cada símbolo de modulación.

25 **[0110]** Los LLR de los bits codificados se proporcionan a un desintercalador de canal 160 y se desintercalan de una manera complementaria a la intercalación de canal realizada en el transmisor. Los LLR de canal desintercalado correspondientes a los bits de información, cola y paridad recibidos se proporcionan a continuación a un descodificador turbo 162x.

30 **[0111]** El descodificador turbo 162x incluye unos sumadores 810a y 810b, unos descodificadores 812a y 812b, un intercalador de código 814, un desintercalador de código 816 y un detector 818. En un modo de realización, cada descodificador 812 se implementa como un descodificador de máximo *a posterior* (MAP) de entrada programada/salida programada (SISO).

35 **[0112]** El sumador 810a recibe y suma los LLR de los bits de información recibidos,  $LLR(x')$ , y la información extrínseca del desintercalador 816 (que se establece en cero en la primera iteración), y proporciona LLR afinados. Los LLR afinados se asocian con mayor confianza en los valores detectados de los bits de información recibidos.

40 **[0113]** El descodificador 812a recibe los LLR afinados desde el sumador 810a y los LLR de los bits de cola y paridad recibidos desde el primer codificador constituyente,  $LLR(y)$ , y descodifica los LLR recibidos para generar información extrínseca indicativa de correcciones en los valores de probabilidad para los bits de información recibidos. El sumador 810b suma la información extrínseca del descodificador 812a con los LLR de los bits de información recibidos, y los LLR afinados se almacenan en el intercalador de código 814. El intercalador de código 814 implementa la misma intercalación de código usada en el codificador turbo (por ejemplo, la misma que el intercalador de código 314 en la FIG. 3B).

45 **[0114]** El descodificador 812b recibe los LLR intercalados desde el intercalador 814 y los LLR de los bits de cola y paridad recibidos desde el segundo codificador constituyente,  $LLR(z)$ , y descodifica los LLR recibidos para generar información extrínseca indicativa de otras correcciones en los valores de probabilidad para los bits de información recibidos. La información extrínseca del descodificador 812b se almacena en el desintercalador de código 816, que implementa un esquema de desintercalación complementario al esquema de intercalación usado para el intercalador 814.

50 **[0115]** La descodificación de los LLR de los bits codificados recibidos se repite un número de veces. Con cada iteración, se gana una mayor confianza para los LLR afinados. Después de que hayan concluido todas las iteraciones

de descodificación, los LLR afinados finales se proporcionan al detector 818, que proporciona valores para los bits de información recibidos en base a los LLR.

[0116] También se pueden usar otros tipos de descodificadores además del descodificador SISO MAP, tal como uno que implementa el algoritmo de Viterbi con salida programada (SOVA). El diseño del descodificador típicamente es dependiente del esquema de codificación turbo particular usado en el transmisor.

[0117] La descodificación turbo se describe con mayor detalle en un documento de Steven S. Pietrobon titulado "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder [Implementación y rendimiento de un descodificador turbo/MAP]", International Journal of Satellite Communications, vol. 16, 1998, pp. 23-46.

### **Esquema de modulación y velocidad de codificación**

[0118] La SNR lograda de cada canal de transmisión admite un número particular de bits de información por símbolo de modulación (es decir, una velocidad de bits de información particular) para un nivel de rendimiento deseado (por ejemplo, 1 % de FER). Un número de esquemas de modulación diferentes pueden admitir esta velocidad de bits de información. Por ejemplo, la modulación QPSK, 8-PSK, 16-QAM o cualquier esquema de modulación de orden superior pueden admitir una velocidad de bits de 1,5 bits de información/símbolo de modulación. Cada esquema de modulación puede transmitir un número particular de bits codificados por símbolo de modulación.

[0119] Dependiendo del esquema de modulación seleccionado, se selecciona una velocidad de codificación correspondiente de modo que se proporciona el número requerido de bits codificados para el número de bits de información para cada símbolo de modulación. Para el ejemplo anterior, QPSK, 8-PSK y 16-QAM pueden transmitir, respectivamente, 2, 3 y 4 bits codificados por símbolo de modulación. Para una velocidad de bits de información de 1,5 bits de información/símbolo de modulación, se usan velocidades de codificación de 3/4, 1/2 y 3/8 para generar el número requerido de bits codificados para QPSK, 8-PSK y 16-QAM, respectivamente. Por tanto, se pueden usar diferentes combinaciones de esquema de modulación y velocidad de codificación para admitir una velocidad de bits de información particular.

[0120] En determinados modos de realización de la invención, se usa un código binario "débil" (es decir, una velocidad de codificación alta) junto con un esquema de modulación de orden inferior para la velocidad de bits admitida. A través de una serie de simulación, se observa que un esquema de modulación de orden inferior en combinación con un código más débil puede ofrecer un mejor rendimiento que un esquema de modulación de orden superior con un código más fuerte. Este resultado se puede explicar como sigue. Las métricas de descodificación LLR de los códigos turbo binarios en un canal AWGN son casi óptimas para el algoritmo de descodificación turbo. Sin embargo, para el esquema de modulación de Gray de orden superior con correlación, las métricas LLR óptimas se generan para cada símbolo de modulación recibido y no para cada bit recibido. A continuación, las métricas LLR de símbolo se rompen para proporcionar métricas LLR de bit para el descodificador de código binario. Parte de la información se pierde durante el proceso de ruptura, y el uso de las métricas de descodificación de bits puede dar como resultado un rendimiento no óptimo. Los esquemas de modulación de orden inferior corresponden a menos bits por símbolo, con lo cual pueden experimentar menos pérdida por ruptura y, por lo tanto, proporcionar un mejor rendimiento que los esquemas de modulación de orden superior equivalentes.

[0121] De acuerdo con un aspecto de la invención, a fin de lograr determinada eficacia espectral, se usa un código con una velocidad de codificación de entre, y que incluye,  $n/(n+1)$  y  $n/(n+2)$ , con un esquema de modulación adecuado, donde  $n$  es el número de bits de información por símbolo de modulación. Esta velocidad de codificación se puede lograr fácilmente con un código fijo (por ejemplo, el código turbo de velocidad 1/3 descrito anteriormente) en combinación con un esquema de perforación variable. Para lograr una alta velocidad de codificación, los bits de cola y paridad se pueden perforar mucho y los bits de cola y paridad no perforados se pueden distribuir uniformemente por los bits de información.

### **Tramas**

[0122] Para muchos sistemas de comunicación, es conveniente definir paquetes de datos (es decir, tramas lógicas) de tamaños fijos. Por ejemplo, un sistema puede definir tres paquetes diferentes que tienen tamaños de 1024, 2048 y 4096 bits. Estos paquetes de datos definidos simplifican parte del procesamiento tanto en el transmisor como en el receptor.

[0123] Para un sistema OFDM, se puede definir una trama física que incluya (1) un número entero de símbolos OFDM, (2) un número particular de símbolos de modulación en uno o más canales de transmisión, (3) o cualquier otra unidad. Como se describe anteriormente, debido a la naturaleza variable en el tiempo del enlace de comunicación, la SNR de los canales de transmisión puede variar con el tiempo. En consecuencia, el número de bits de información que se pueden transmitir en cada ranura temporal para cada canal de transmisión probablemente variará con el tiempo, y el número de bits de información de cada trama física probablemente también variará con el tiempo.

- 5 **[0124]** En un modo de realización, se define una trama lógica de modo que es independiente de los símbolos OFDM. En este modo de realización, los bits de información para cada trama lógica se codifican/perforan, y los bits codificados para la trama lógica se agrupan y correlacionan con símbolos de modulación. En una implementación simple, los canales de transmisión se numeran en secuencia. Los bits codificados se usan a continuación para formar tantos símbolos de modulación como sea necesario, en el orden secuencial de los canales de transmisión. Se puede definir una trama lógica (es decir, un paquete de datos) que comience y termine en los límites del símbolo de modulación. En esta implementación, la trama lógica puede abarcar más de un símbolo OFDM y puede cruzar más límites de símbolo OFDM. Además, cada símbolo OFDM puede incluir bits codificados de múltiples paquetes de datos.
- 10 **[0125]** En otro modo de realización, se define una trama lógica en base a una unidad física. Por ejemplo, se puede definir una trama lógica que incluya (1) un número de símbolos de modulación en uno o más canales de transmisión, (2) uno o más símbolos OFDM o (3) un número de símbolos de modulación definidos de alguna otra manera.
- 15 **[0126]** El uso de un código turbo binario perforado y correlación de Gray (BTC-GM) para modulación de orden superior ofrece numerosas ventajas. El esquema BTC-GM es más sencillo de implementar que el esquema de modulación con codificación turbo de trellis (TTCM) más óptimo pero más complicado, pero puede lograr un rendimiento cercano al de la TTCM. El esquema BTC-GM también proporciona un alto grado de flexibilidad debido a la facilidad de implementar diferentes velocidades de codificación simplemente ajustando la perforación variable. El esquema BTC-GM también proporciona un rendimiento sólido según diferentes parámetros de perforación. También se pueden usar los descodificadores turbo binarios disponibles actualmente, que pueden simplificar la implementación del receptor. Sin embargo, en determinados modos de realización, también se pueden usar otros esquemas de codificación que están dentro del alcance de la invención.
- 20 **[0127]** La descripción anterior de los modos de realización preferentes se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Diversas modificaciones de estos modos de realización resultarán fácilmente evidentes a los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento se pueden aplicar a otros modos de realización sin el uso de la facultad inventiva. Por tanto, la presente invención no se pretende limitar a los modos de realización mostrados en el presente documento, sino que se le ha de conceder el alcance más amplio consecuente con los principios y características novedosos divulgados en el
- 25
- 30 presente documento.

**REIVINDICACIONES**

1. Un procedimiento para preparar datos para transmisión en una pluralidad de canales de transmisión en un sistema de comunicación inalámbrica, en el que cada canal de transmisión es operativo para transmitir una secuencia respectiva de símbolos de modulación, comprendiendo el procedimiento:
- determinar (414, 434) un número de bits de información por símbolo de modulación admitidos por cada canal de transmisión;
- identificar (416, 436) un esquema de modulación para cada canal de transmisión de modo que se admita el número determinado de bits de información por símbolo de modulación;
- determinar una velocidad de codificación para cada canal de transmisión en base a al menos el número determinado de bits de información por símbolo de modulación y el esquema de modulación identificado para cada canal de transmisión, en el que al menos dos canales de transmisión están asociados con diferentes velocidades de codificación;
- codificar (422, 442) una pluralidad de bits de información de acuerdo con un esquema de codificación particular para proporcionar una pluralidad de bits codificados, incluyendo la pluralidad de bits de información para transmisión en cada uno de los al menos dos canales de transmisión y en el que los bits de información de los al menos dos canales de transmisión se codifican con el mismo esquema de codificación base y en el que la codificación se logra por medio de un código turbo que incluye dos códigos constituyentes operativos para proporcionar una primera y una segunda corrientes de bits de cola y paridad;
- intercalar por separado los bits de información, la primera corriente de bits de cola y paridad y la segunda corriente de bits de cola y paridad para obtener una corriente intercalada de bits de información, una primera corriente intercalada de bits de cola y paridad y una segunda corriente intercalada de bits de cola y paridad; y
- perforar (424, 446) la primera y la segunda corrientes intercaladas de bits de cola y paridad de acuerdo con un esquema de perforación particular para proporcionar un número de bits codificados no perforados para la pluralidad de canales de transmisión, en el que la perforación se realiza de modo que el número de bits de cola y paridad eliminados de la primera corriente intercalada de bits de cola y paridad es aproximadamente igual al número de bits de cola y paridad eliminados de la segunda corriente intercalada de bits de cola y paridad; y
- ajustar la perforación para lograr las diferentes velocidades de codificación para los al menos dos canales de transmisión.
2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el sistema de comunicación inalámbrica es un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, con una pluralidad de antenas de transmisión y una pluralidad de antenas de recepción.
3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el sistema de comunicación inalámbrica es un sistema de comunicación de modulación por división ortogonal de frecuencia, OFDM.
4. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que el sistema de comunicación OFDM funciona como un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, con una pluralidad de antenas de transmisión y una pluralidad de antenas de recepción.
5. El procedimiento de la reivindicación 4, en el que el sistema OFDM es operativo para transmitir datos en una pluralidad de subcanales de frecuencia, y en el que cada canal de transmisión corresponde a un subcanal espacial de un subcanal de frecuencia en el sistema OFDM.
6. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la perforación se basa en unas capacidades de transmisión de la pluralidad de canales de transmisión.
7. El procedimiento de la reivindicación 6, en el que las capacidades de transmisión se determinan a partir de información de estado de canal, CSI, derivada para la pluralidad de canales de transmisión, incluyendo opcionalmente la CSI información de relación señal-ruido, SNR, para la pluralidad de canales de transmisión, información relacionada con unas características de transmisión desde unas antenas de transmisión hasta las antenas de recepción, o información de modo propio relacionada con unas características de transmisión desde unas antenas de transmisión hasta las antenas de recepción.
8. El procedimiento de la reivindicación 6, que comprende además:

agrupar (438) canales de transmisión que tienen capacidades de transmisión similares a unos segmentos, en el que la perforación se realiza para cada segmento;

5

un grupo de bits codificados se asigna opcionalmente a cada segmento,

la perforación (446) se realiza en el grupo de bits codificados asignados a cada segmento; o

10

cada segmento incluye opcionalmente unos canales de transmisión que tienen una SNR dentro de un intervalo de SNR particular.

9. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la perforación se realiza de modo que unos bits de cola y paridad no perforados se distribuyen de forma aproximadamente uniforme por la pluralidad de bits de información.

15

10. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la velocidad de codificación para cada canal de transmisión se selecciona para que esté entre, e incluya,  $n/(n+1)$  y  $n/(n+2)$ , donde  $n$  es el número de bits de información por símbolo de modulación admitidos por cada canal de transmisión, siendo opcionalmente la velocidad de codificación para cada canal de transmisión de  $1/2$  o superior.

20

11. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:  
insertar bits de relleno para rellenar posiciones de bit disponibles pero no rellenas en la pluralidad de canales de transmisión.

25

12. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:  
repetir al menos algunos de los bits codificados para rellenar posiciones de bit disponibles pero no rellenas en la pluralidad de canales de transmisión.

30

13. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:  
formar símbolos no binarios para la pluralidad de canales de transmisión, en el que cada símbolo no binario incluye un grupo de bits codificados no perforados; y  
correlacionar (426, 448) cada símbolo no binario con un símbolo de modulación respectivo.

35

14. El procedimiento de la reivindicación 13, en el que los símbolos no binarios se forman a partir de los bits codificados intercalados.

40

15. El procedimiento de la reivindicación 13, en el que el esquema de modulación para cada canal de transmisión está asociado con una constelación de señal respectiva que tiene una pluralidad de puntos, y en el que cada símbolo de modulación es representativo de un punto particular en la constelación de señal para el esquema de modulación.

45

16. El procedimiento de la reivindicación 15, en el que la pluralidad de puntos en cada constelación de señal se asignan con valores en base a un esquema de correlación de Gray particular.

17. El procedimiento de la reivindicación 16, en el que los valores se asignan a la pluralidad de puntos en cada constelación de señal de modo que unos valores para puntos adyacentes en la constelación de señal difieren en una posición de bit.

50

18. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:  
adaptarse a cambios en la pluralidad de canales de transmisión repitiendo la determinación del número de bits de información por símbolo de modulación, la identificación del esquema de modulación, y la determinación de la velocidad de codificación.

55

19. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el esquema de modulación para cada canal de transmisión admite una transmisión de dos o más bits codificados por símbolo de modulación.

60

20. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la transmisión en la pluralidad de canales de transmisión está destinada a un único dispositivo de recepción destinatario.

65

21. Un procedimiento como se reivindica en la reivindicación 1 para preparar datos para transmisión en una pluralidad de canales de transmisión en un sistema de comunicación de modulación por división ortogonal de frecuencia, OFDM, en el que:

5 el procedimiento comprende además formar símbolos no binarios para la pluralidad de canales de transmisión, en el que cada símbolo no binario incluye un grupo de bits codificados no perforados; y  
correlacionar cada símbolo no binario con un símbolo de modulación respectivo.

10 22. Un sistema de comunicación inalámbrica (110) operativo para transmitir datos en una pluralidad de canales de transmisión, en el que cada canal de transmisión se usa para transmitir una secuencia respectiva de símbolos de modulación, comprendiendo el sistema:

15 un codificador (114) configurado para codificar una pluralidad de bits de información de acuerdo con un esquema de codificación particular para proporcionar una pluralidad de bits codificados en el que la codificación se logra por medio de un código turbo que incluye dos códigos constituyentes operativos para proporcionar una primera y una segunda corrientes de bits de cola y paridad,

20 tres intercaladores de canal acoplados al codificador y configurados para intercalar por separado los bits de información, la primera corriente de bits de cola y paridad y la segunda corriente de bits de cola y paridad para obtener una corriente intercalada de bits de información, una primera corriente intercalada de bits de cola y paridad bits y una segunda corriente intercalada de bits de cola y paridad,

25 un perforador (117, 117x) acoplado a los intercaladores y configurado para perforar (117) la primera y la segunda corrientes intercaladas de bits de cola y paridad de acuerdo con un esquema de perforación particular para proporcionar un número de bits codificados no perforados para la pluralidad de canales de transmisión, en el que la perforación se realiza de modo que el número de bits de cola y paridad eliminados de la primera corriente intercalada de bits de cola y paridad es aproximadamente igual al número de bits de cola y paridad eliminados de la segunda corriente intercalada de bits de cola y paridad, en el que cada canal de transmisión es capaz de transmitir un número particular de bits de información por símbolo de modulación por medio de un esquema de modulación particular seleccionado para cada canal de transmisión, en el que cada canal de transmisión está asociado además con una velocidad de codificación particular en base a al menos el número de bits de información por símbolo de modulación admitidos por cada canal de transmisión y su esquema de modulación, en el que al menos dos canales de transmisión están asociados con diferentes velocidades de codificación, en el que la pluralidad de bits de información incluye bits de información para transmisión en cada uno de los al menos dos canales de transmisión y en el que el codificador está configurado para codificar los bits de información de los al menos dos canales de transmisión con el mismo esquema de codificación base y en el que el codificador está configurado además para ajustar la perforación para lograr las diferentes velocidades de codificación para los al menos dos canales de transmisión.

35 23. El sistema de la reivindicación 22, que comprende además:

45 un elemento de correlación de símbolos (118) acoplado a los intercaladores de canal y configurado para formar símbolos no binarios para la pluralidad de canales de transmisión, y para correlacionar cada símbolo no binario con un símbolo de modulación respectivo, en el que cada símbolo no binario incluye un grupo de bits codificados no perforados.

50 24. El sistema de la reivindicación 23, que comprende además:

un procesador de señal (120) acoplado al elemento de correlación de símbolos y configurado para precondicionar los símbolos de modulación para la pluralidad de canales de transmisión para implementar una transmisión de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO.

55

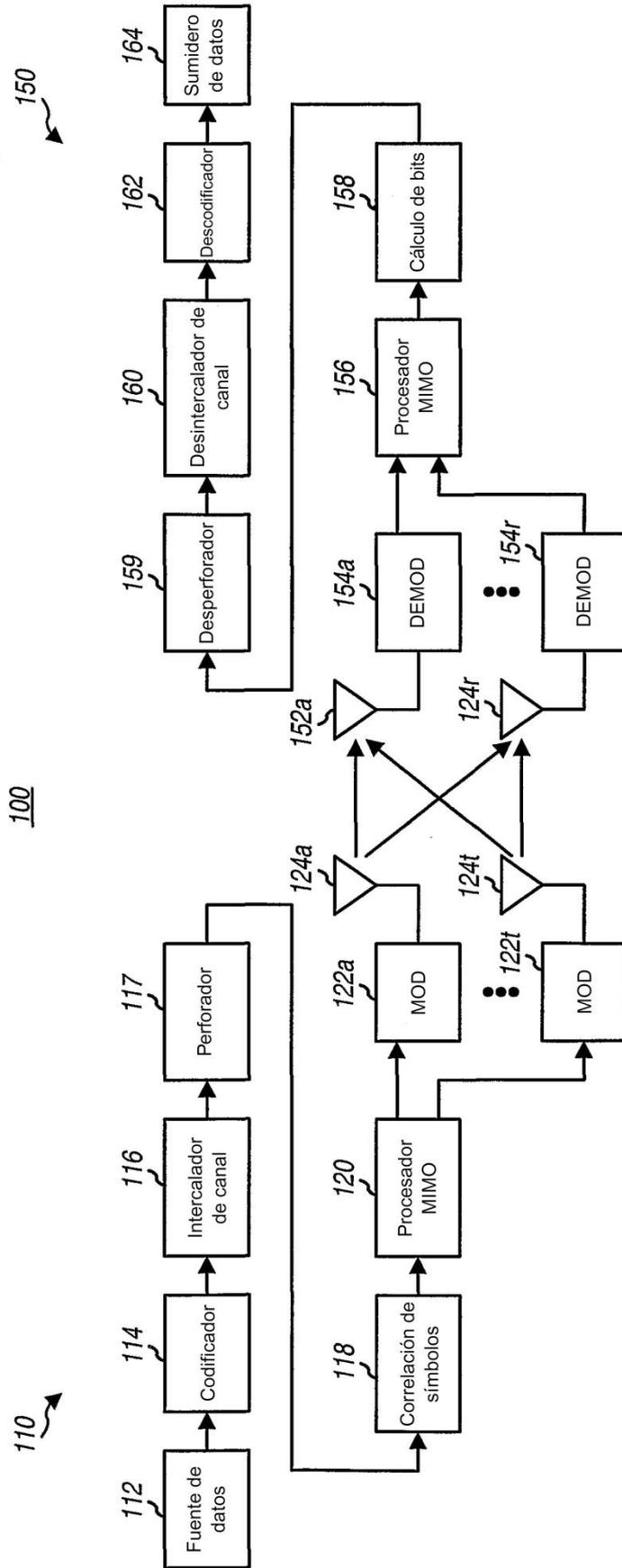


FIG. 1

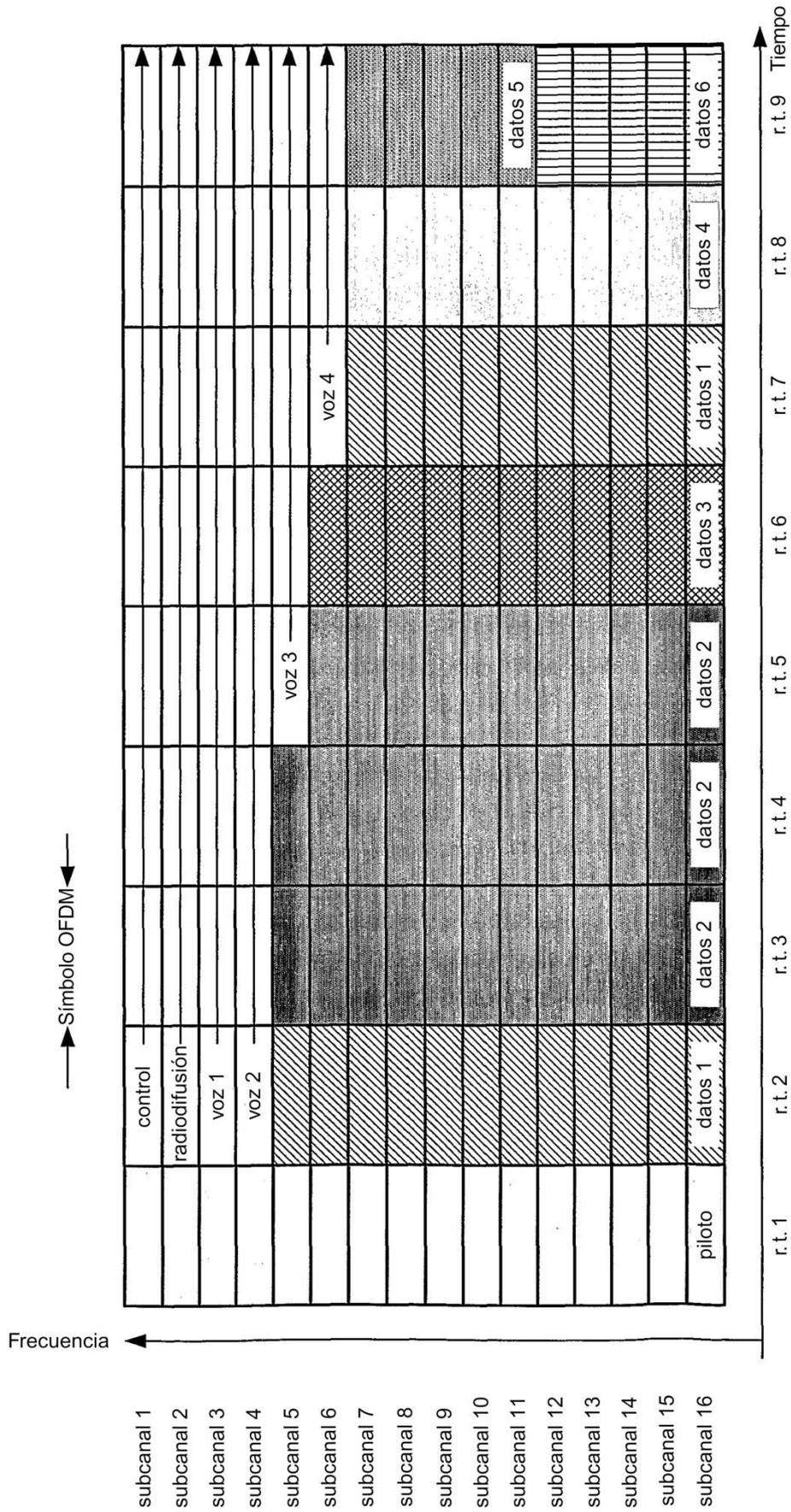


FIG. 2

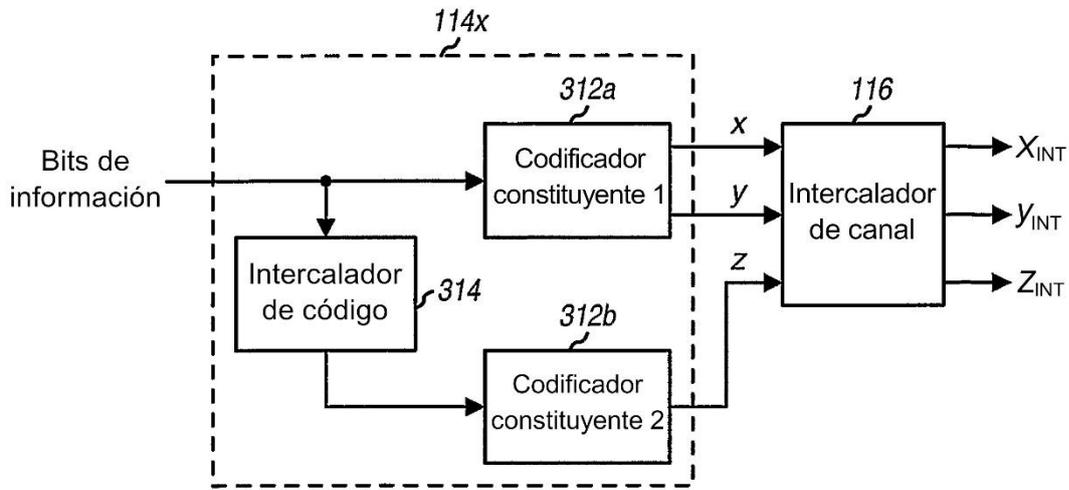


FIG. 3A

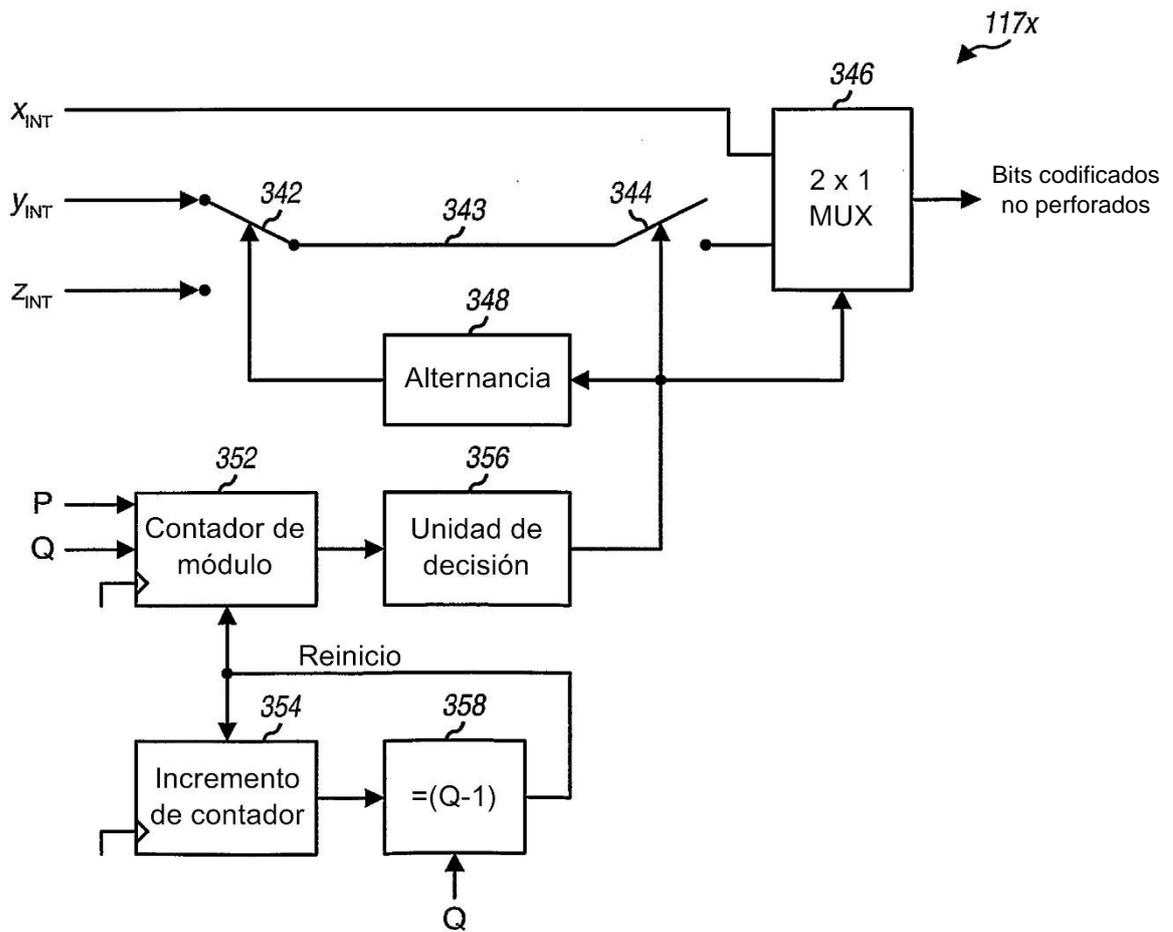


FIG. 3C

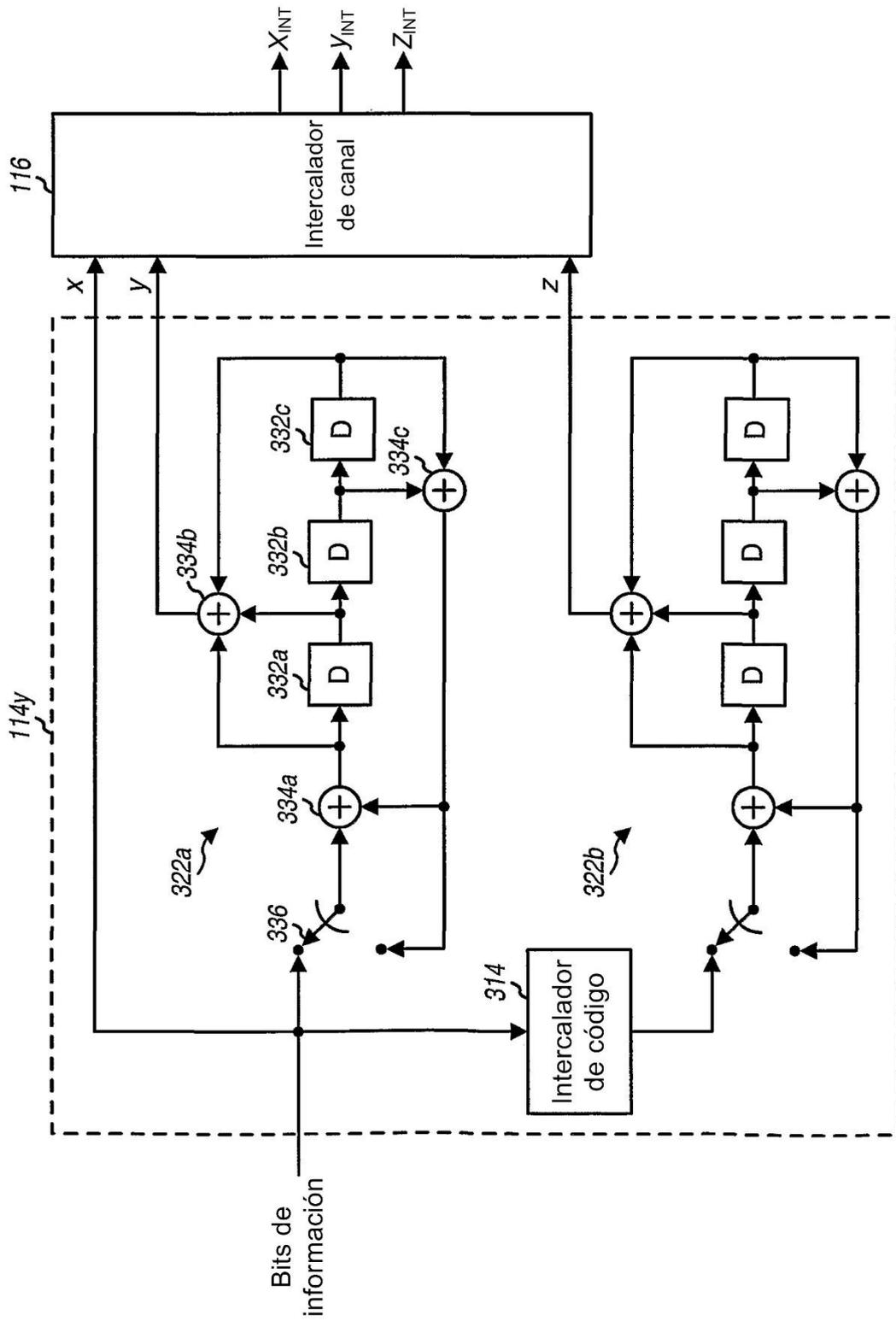
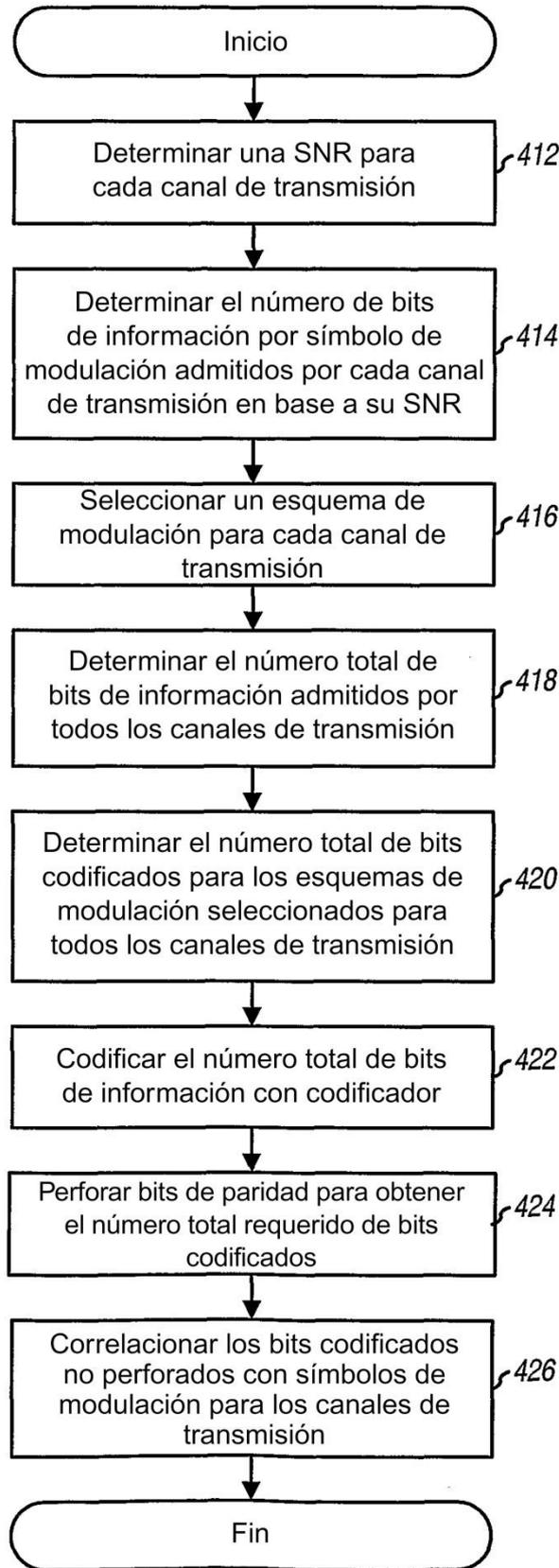
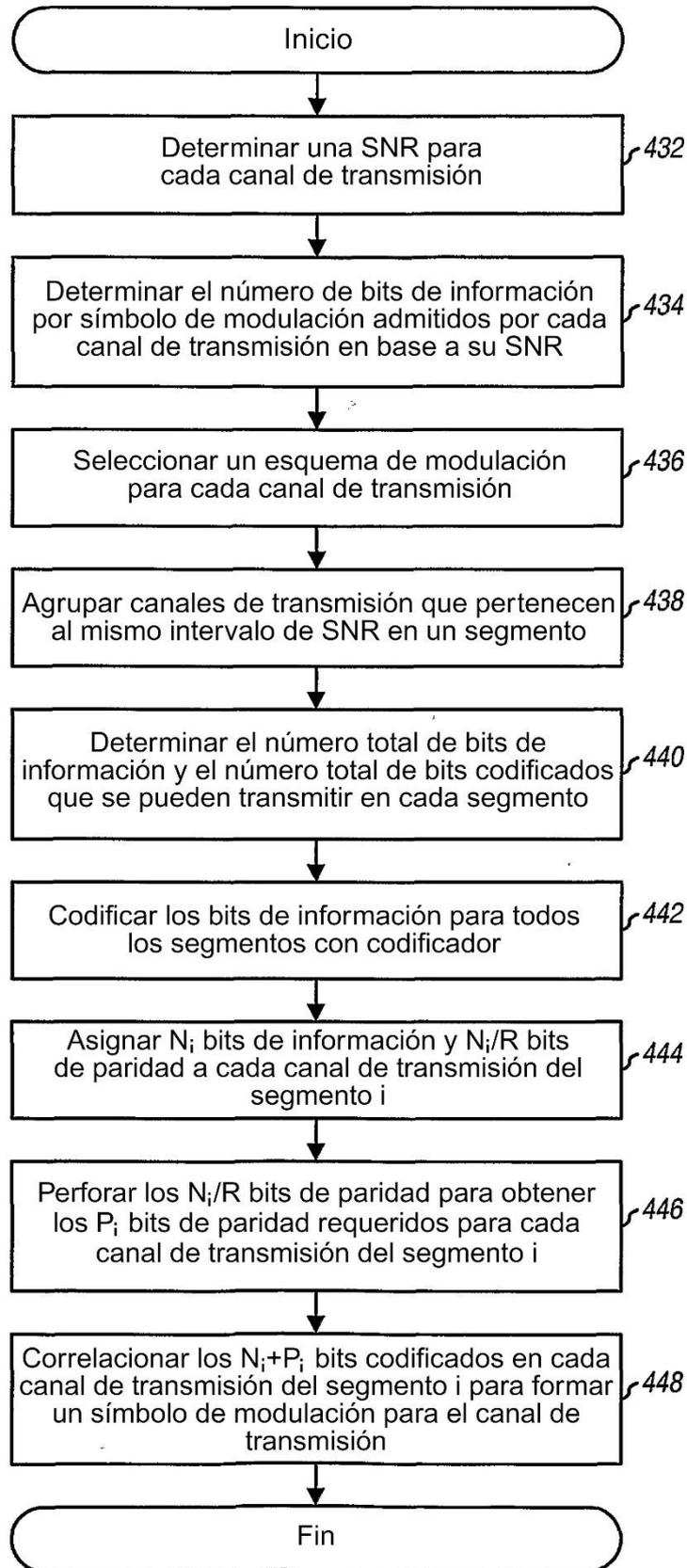


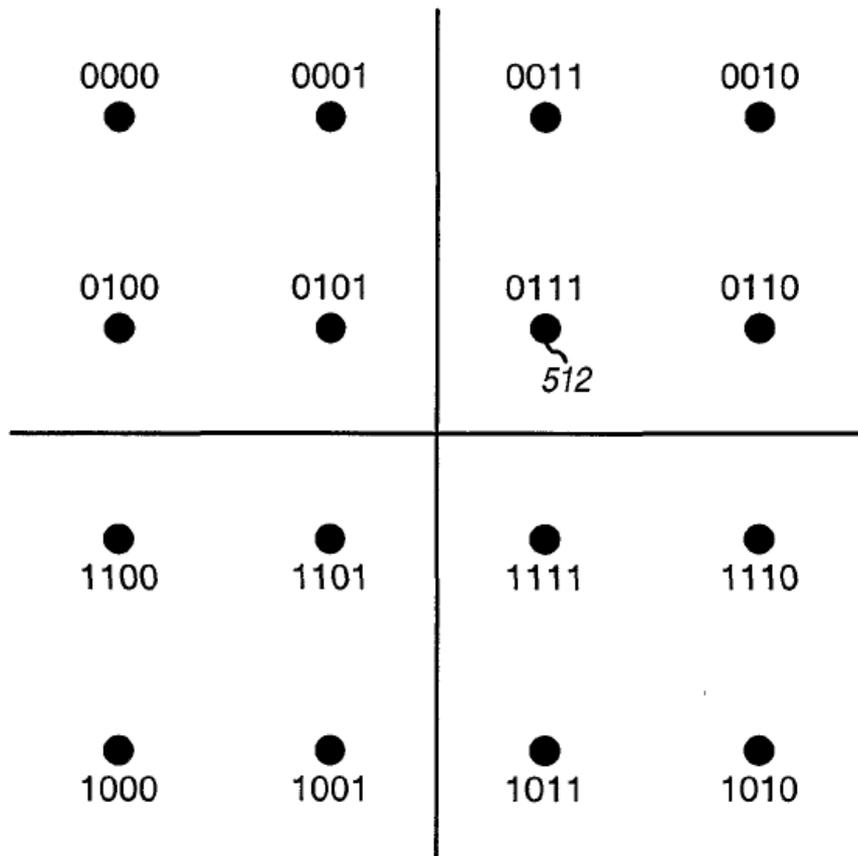
FIG. 3B



**FIG. 4A**



**FIG. 4B**



**FIG. 5**

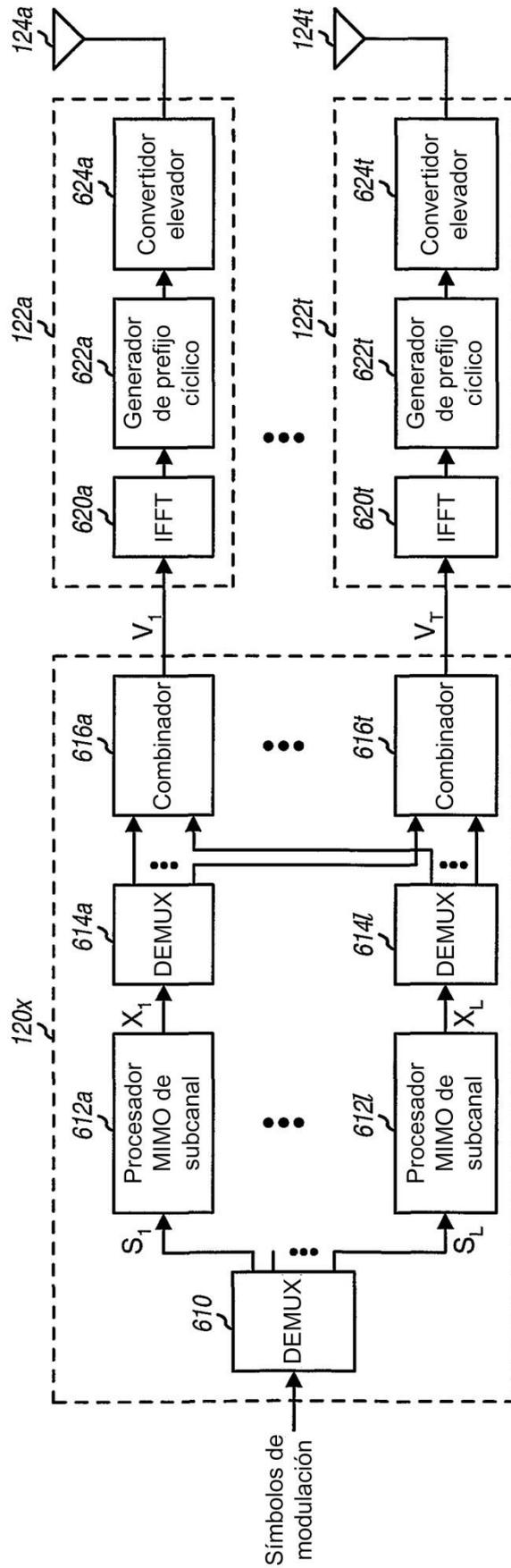


FIG. 6

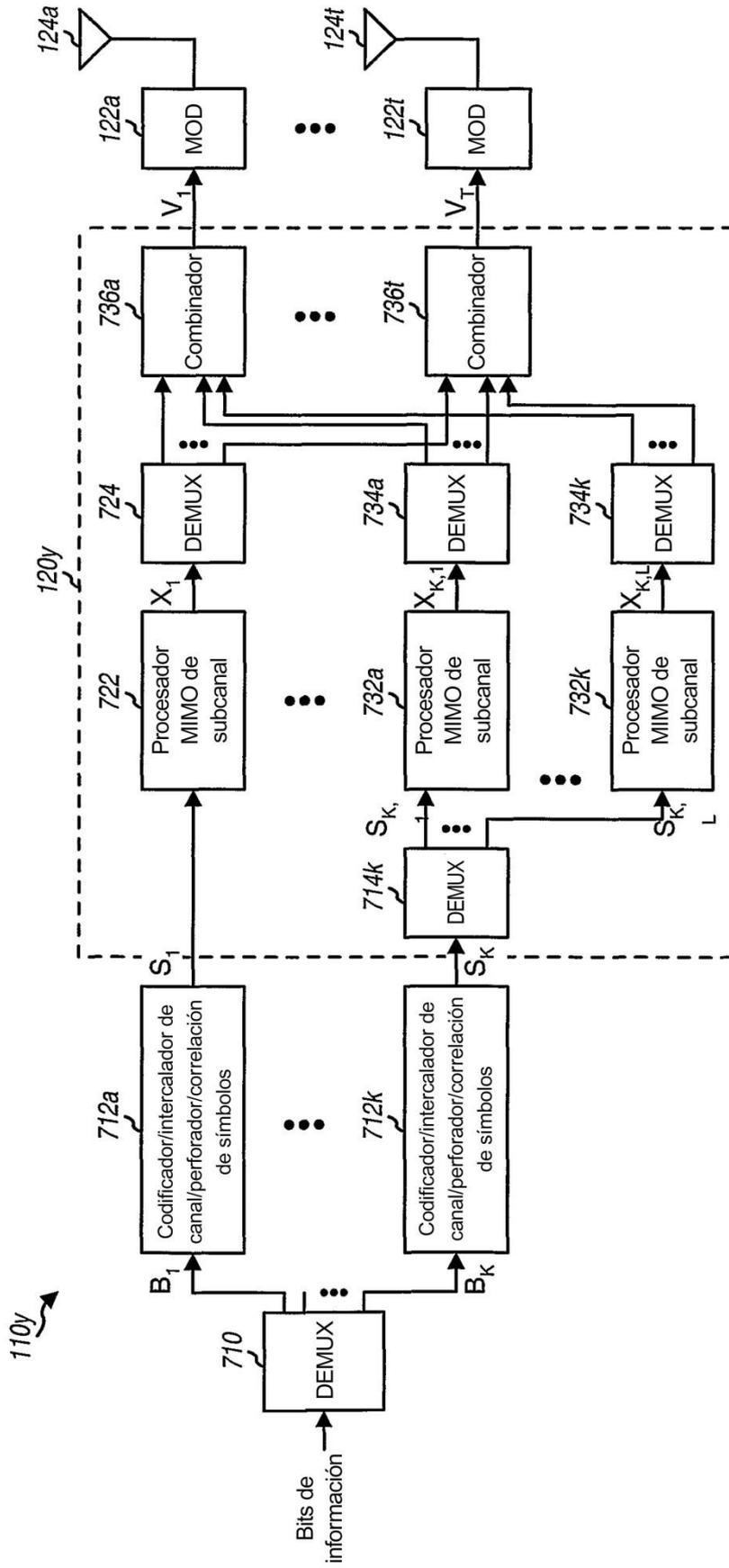


FIG. 7

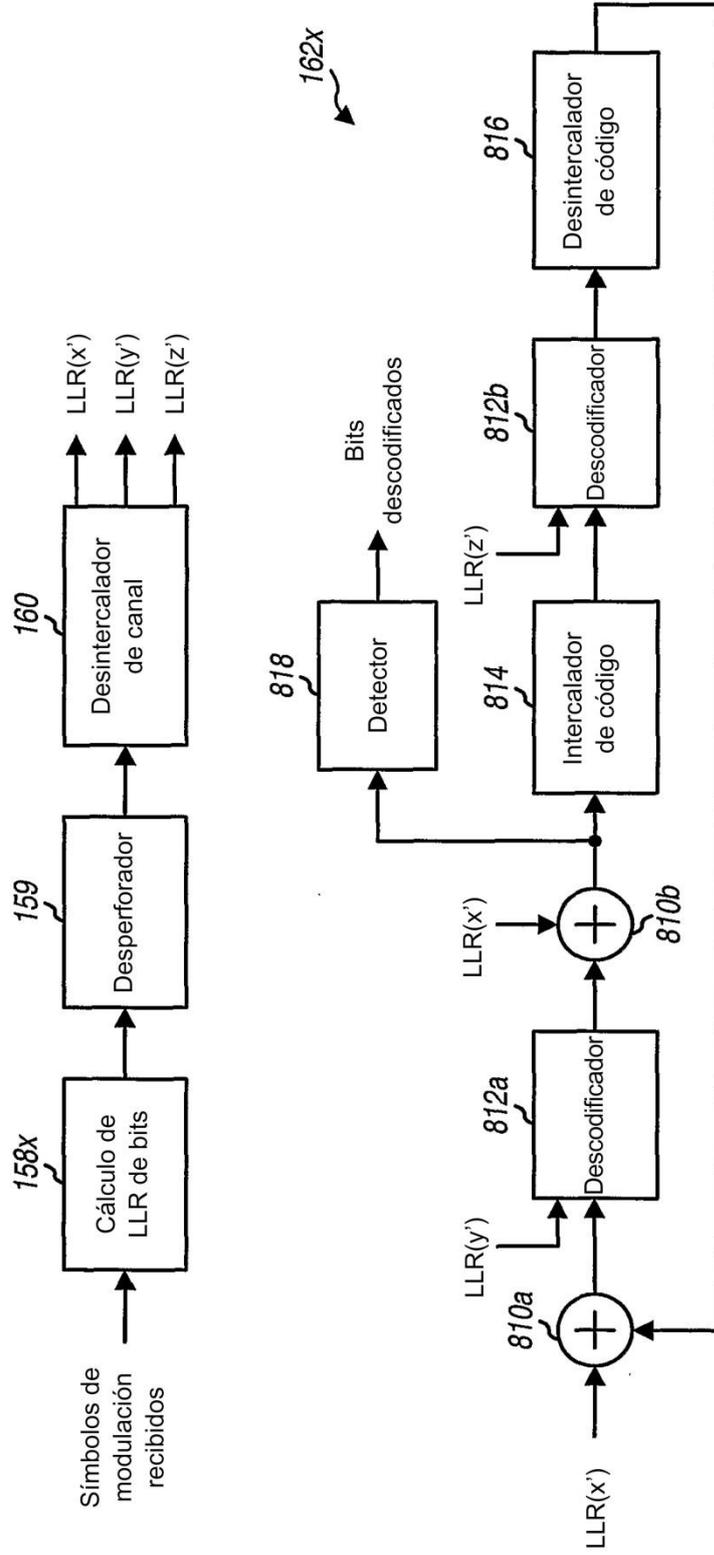


FIG. 8